



UNIVERSIDADE DO VALE DO TAQUARI - UNIVATES
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DAS PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DE
UM COMPÓSITO MAGNÉTICO MACIO (SMC) PARA
APLICAÇÕES EM MOTORES DE INDUÇÃO**

JAIME ANDRÉ BACK

Lajeado, dezembro de 2018.

JAIME ANDRÉ BACK

**ESTUDO DAS PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DE
UM COMPÓSITO MAGNÉTICO MACIO (SMC) PARA
APLICAÇÕES EM MOTORES DE INDUÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas (CETEC) da Universidade do Vale do Taquari – UNIVATES, como parte dos requisitos para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Máquinas Elétricas

ORIENTADOR: Juliano Schirmbeck

Lajeado, dezembro de 2018.

JAIME ANDRÉ BACK

ESTUDO DAS PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DE UM COMPÓSITO MAGNÉTICO MACIO (SMC) PARA APLICAÇÕES EM MOTORES DE INDUÇÃO

Este trabalho foi julgado adequado para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica do CETEC e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Juliano Schirmbeck, UNIVATES.

Doutor pelo PPGEE/UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Banca Examinadora:

Prof. Me. Anderson Antônio Giacomolli

Mestre pelo PPGEE/UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Prof. Me. Augusto Simon

Mestre pelo PPGEDU/UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Coordenador do Curso de Engenharia Elétrica: _____

Prof. Dr. Juliano Schirmbeck

Doutor pelo PPGEE/UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Lajeado, dezembro de 2018.

Agradeço em primeiro lugar a Deus pela oportunidade de concluir este trabalho. Agradeço também a minha família pelo apoio e compreensão, naqueles momentos mais difíceis. Desta forma, dedico este trabalhos a essas pessoas, principalmente a minha esposa Fernanda, as minhas filhas Amanda e Sofia, a minha mãe Teresinha e ao meu pai Dirceu (in memorian).

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um método de simulação computacional para o estudo das propriedades eletromagnéticas de um novo material para aplicação em motores de indução (rotor e estator), motivado pela possibilidade de aplicação dos materiais SMCs (*Soft Magnetic Composites*) como alternativa aos aços elétricos tradicionais (laminado de grão não orientado). Desta forma, objetiva-se o desenvolvimento de um ambiente de simulação computacional afim de facilitar o levantamento dos parâmetros magnéticos, elétricos e mecânicos de um motor de indução, sem a necessidade da construção de um modelo físico. Para esta tarefa, utilizou-se o software FEMM 4.2 para as simulações do modelo em 2D, bem como para validar os parâmetros coletados em comparação aos materiais comerciais de mesma composição. Uma relação entre a circulação de fluxo magnético nos materiais SMCs e nas chapas laminadas foi feita, na qual observou-se que a amostra de material compósito possuía propriedades compatíveis aos aços laminados, porém uma resistividade elétrica maior devido a camada isolante das partículas ser mais espessa. Como resultado final, pode-se levantar um método de simulação de forma a facilitar a pesquisa no desenvolvimento de diferentes ligas de pó de Fe, o que poderá auxiliar no desenvolvimento e testes de novas topologias de motores elétricos para as mais diferentes aplicações industriais.

Palavras-chaves: Materiais Magnéticos Macios, Motores de Indução, Fluxo Magnético.

ABSTRACT

This work presents the development of a computational simulation method for the study of the electromagnetic properties of a new material for application in induction motors (rotor and stator), motivated by the possibility of applying SMC materials (Soft Magnetic Composites) as an alternative to steels (non-oriented grain laminate). In this way, the objective is to develop a computational simulation environment in order to facilitate the survey of the magnetic, electrical and mechanical parameters of an induction motor, without the need to build a physical model. For this task, the software FEMM 4.2 was used for the simulations of the 2D model, as well as to validate the collected parameters in comparison to commercial materials of the same composition. A relationship between the movement of magnetic flux in the SMC material and the laminated sheet was taken, where it was observed that the sample composite material had properties compatible with rolled steel, but greater electrical resistivity because of the insulating layer of the particles is thicker. As a final result, a simulation method can be developed in order to facilitate the research in the development of different alloys of Fe powder, which may aid in the development and testing of new topologies of electric motors for the most different industrial applications.

Keywords: Soft Magnetic Materials, Induction Motors, Magnetic Flux.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Regiões de aplicação dos materiais em CA..... | 12 |
| Figura 2 – Campo magnético H a partir de corrente elétrica I | 16 |
| Figura 3 – Linhas de fluxo magnético através da área A | 17 |
| Figura 4 – (a) Curva inicial de magnetização em um grão de material ferromagnético. (b) Ciclo de histerese para um material ferromagnético inicialmente desmagnetizado .. | 18 |
| Figura 5 – Curvas de magnetização e ciclos de histerese dos materiais (a) macios e (b) duros | 19 |
| Figura 6 – Ilustração de como as correntes parasitas são geradas em um material condutor..... | 22 |
| Figura 7 – Correntes parasitas em um material condutor maciço e em chapas isoladas | 22 |
| Figura 8 – Correntes parasitas entre e intra partículas..... | 23 |
| Figura 9 – Perdas por histerese ao aumentar a frequência. | 23 |
| Figura 10 – Perdas de energia específica por ciclo por frequência de magnetização em laminados de Fe-Si com grão orientado (espessura 0,29 mm) sob polarização CA | 24 |
| Figura 11 – Espira de corrente retangular em um campo uniforme B | 25 |
| Figura 12 – Fenômenos de excitação: (a) Tensão, fluxo e corrente; (b) laço de histerese | 27 |
| Figura 13 – Método de medição da curva de histerese pelo método do anel | 28 |
| Figura 14 – Representações de uma máquina CC..... | 30 |
| Figura 15 – Representações de uma motor elétrico CA..... | 31 |
| Figura 16 – Modelo de motor de indução simples em estado estacionário | 35 |
| Figura 17 – Exemplo de configuração do enrolamento do motor de indução (FEMM, 2018)..... | 40 |
| Figura 18 – Representação esquemática do processo de M/P | 41 |
| Figura 19 – Arranjo principal de um atomizador de água. a) Derreter; b) Jato; c) Spray d'água; d) Pó; e) Fonte de pressão; f) Câmara | 42 |
| Figura 20 – Pó atomizado ASC 100.29 Hoganas AB..... | 43 |
| Figura 21 – Representação esquemática do SMC | 43 |
| Figura 22 – Ilustração do processo de criação de um SMC..... | 44 |
| Figura 23 – Direções do fluxo magnético (a) isolamento elétrico dos SMCs e (b) de chapas | 44 |
| Figura 24 – (a) Estrutura de domínios em dois grãos vizinhos e (b) Orientação dos spins devido aos diferentes domínios magnéticos de um material composto | 45 |
| Figura 25 – (a) Ilustração da partícula de ferro sendo recoberta. (b) Fina camada de dióxido de silício recobrindo a partícula após tratamento térmico (c) Isolamento entre partículas. | 46 |
| Figura 26 – Fina camada de dióxido de silício recobrindo a partícula após..... | 46 |
| Figura 27 – Exemplo de Simulação de motor CA com o FEMM 4.2..... | 48 |
| Figura 28 – Levantamento da curva de Histerese de um núcleo de transformador | 48 |
| Figura 29 – Simulação em 3D. (a) Estrutura do motor (b) Comportamento magnético. | 49 |
| Figura 30 – Matriz para compactação dos corpos de prova na forma de anel. (a) punção superior; (b) matriz interna; (c) punção inferior; (d) matriz externa | 49 |
| Figura 31 – Anel ainda “verde” após o processo de compactação | 50 |
| Figura 32 – Etapas de preparação das amostras: (a) isolamento, (b) enrolamento secundário, (c) isolando secundário e (d) enrolamento do primário | 50 |
| Figura 33 – Anel: $\varnothing_{ext} = 50\text{mm}$; $\varnothing_{int} = 41\text{mm}$; $h = 5\text{mm}$ | 51 |
| Figura 34 – Método de bobinagem (secundário), utilizando um carretel | 52 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 35 – Anéis para levantamentos das curvas b.h..... | 53 |
| Figura 36 – Traçador de curvas de histerese magnética TLMP-TLD-X | 54 |
| Figura 37 – Conexão do corpo de prova ao equipamento | 54 |
| Figura 38 – Exemplo do teste com o anel Somaloy 700 3P 0,2Zn | 55 |
| Figura 39 – Parâmetros magnéticos CC do Somaloy 700 3P. (a) curva de histerese e (b) curva de magnetização | 55 |
| Figura 40 – Curva de magnetização e respectivos valores B.H para o Somaloy 700 3P.. | 56 |
| Figura 41 – Curva de magnetização para o Somaloy 700 3P e chapas laminadas. | 56 |
| Figura 42 – Tela do software FEMM 4.2 (CAD do motor e inserção do novo material). | 57 |
| Figura 43 – Inserção dos parâmetros magnéticos do material Somaloy 700 3P..... | 58 |
| Figura 44 – Plotagem dos dados da curva de magnetização da amostra Somaloy 700.... | 58 |
| Figura 45 – (a) Imagem metalográfica do Somaloy 700 3P e (b) imagem binarizada. | 59 |
| Figura 46 – (a) Grãos em verde e poros/isolamento em branco. (b) Os grãos são nomeados como ferro puro e os poros/isolamento como ar..... | 60 |
| Figura 47 – Campo magnético aplicado da esquerda para a direita, criando um fluxo magnético induzido na horizontal. | 60 |
| Figura 48 – Campo magnético aplicado de cima para baixo, criando um fluxo magnético induzido na vertical. | 61 |
| Figura 49 – Medição da passagem de fluxo magnético em diferentes caminhos (grãos). | 62 |
| Figura 50 – (a) Imagem metalográfica de uma chapa laminada de grão não orientado e (b) imagem processada (grãos em verde e isolamento em branco). | 62 |
| Figura 51 – Campo magnético aplicado criando um fluxo magnético na horizontal. | 63 |
| Figura 52 – Simulação de um motor utilizando chapas laminadas (M-19 Steel). | 63 |
| Figura 53 – Simulação de um motor utilizando os parâmetros do pó Somaloy 700 3P... | 64 |
| Figura 54 – Simulação de um motor de relutância síncrona (SynRM) | 65 |
| Figura 55 – Simulação de um motor utilizando os parâmetros do pó Somaloy 700 3P... | 65 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|------|---------------------------------------------------------------|
| B | Densidade de fluxo magnética; indução magnética (unidade = T) |
| H | Campo magnético aplicado a um material (unidade = A/m) |
| M | Indutância do circuito magnético ligando o rotor / estator |
| J | Polarização magnética; $J = \mu_0 M$ (unidade = T) |
| F | Frequência de magnetização (unidade = Hz) |
| I | Corrente elétrica (unidade = A) |
| L | Indutância (unidade = H) |
| A | Ampère |
| V | Volt |
| T | Tesla |
| H | Henry |
| Hz | Hertz |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| M/P | Metalurgia do Pó |
| FMM | Força magnetomotriz |
| FEM | <i>Finite Element Method</i> |
| FEMM | <i>Finite Element Method Magnetics</i> |
| LdTM | Laboratório de Transformação Mecânica |
| R | Relutância magnética [Aesp/Wb] |
| RMS | <i>Root Mean Square</i> |
| SMC | <i>Soft Magnetic Composites</i> |
| Z | Impedância [Ω] |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---------------|-----------------------------------------------------------------------|
| ω | Frequência elétrica aplicada [rad/s] ou frequência angular = $2\pi f$ |
| ω_s | Velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| μ | Permeabilidade magnética do meio [unidade = H/m] |
| μ_r | Permeabilidade relativa ($\mu_r = B/(\mu_0 H)$) |
| Φ | Fluxo magnético [Wb] |
| Φ_B | Fluxo magnético atravessando uma única espira |
| ϕ_{max} | Amplitude do fluxo do núcleo ϕ em weber |
| A | Área da secção transversal [m ²] |
| L_l | Indutância de linha do motor |
| R_r | Resistência ôhmica do rotor, por fase |
| R_s | Resistência ôhmica do estator, por fase |
| i_1 | Corrente no enrolamento primário |
| i_m | Corrente de magnetização |
| $I_{\phi,ef}$ | Corrente de excitação eficaz |
| φ | Curva de tensão gerada pela excitação AC |
| τ | Constante de tempo do rotor, M/R_r |
| l | Comprimento [m] |
| N | Número de espiras |
| N_1 | Número de espiras do enrolamento primário |
| N_2 | Número de espiras do enrolamento secundário |
| H_C | Nódulo médio de H no núcleo |
| A_C | Área da seção reta do núcleo |
| Δ | Espessura do núcleo |
| R_i | Raio interno do anel |
| R_e | Raio externo do anel |
| ϕ_i | Diâmetro interno do anel |
| ϕ_e | Diâmetro externo do anel |
| v_2 | Tensão de saída no enrolamento secundário |
| v_o | Tensão de saída no circuito integrador |
| $e(t)$ | Tensão induzida no enrolamento |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|------------------------------------------------------------------|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 11 |
| 1.1 | Motivação | 13 |
| 1.2 | Objetivo Geral | 13 |
| 1.3 | Objetivos Específicos..... | 14 |
| 2 | REVISÃO DE LITERATURA..... | 15 |
| 2.1 | Magnetismo | 15 |
| 2.1.1 | Campo Magnético (H)..... | 16 |
| 2.1.2 | Densidade de Fluxo Magnético (B) | 16 |
| 2.1.3 | Fluxo Magnético Total (ϕ) | 17 |
| 2.2 | Materiais Ferromagnéticos e a Histerese | 18 |
| 2.3 | Perdas magnéticas | 20 |
| 2.3.1 | Componentes de Perdas Estáticas (Wh)..... | 21 |
| 2.3.2 | Componentes de Perda Clássica por Foucault (Wcl) | 21 |
| 2.3.3 | Componentes de Perda Excedente (Wexc)..... | 24 |
| 2.4 | Dipolos e Excitação CA | 24 |
| 2.4.1 | Conjugado nos dipolos magnético..... | 24 |
| 2.4.2 | Relutância e Força Magnetomotriz (FMM)..... | 25 |
| 2.4.3 | Excitação CA..... | 26 |
| 2.5 | Motores de Indução Magnética | 29 |
| 2.5.1 | Motores CC | 29 |
| 2.5.2 | Motores CA | 31 |
| 2.5.3 | Equacionamentos das máquinas elétricas | 32 |
| 2.6 | FEMM - Finite Element Method Magnetics | 34 |
| 2.6.1 | Modelagem via FEMM | 34 |
| 2.6.2 | Impedância do Motor | 35 |
| 2.6.3 | Articulação de fluxo por fase..... | 36 |
| 2.6.4 | Torque como uma função da corrente..... | 37 |
| 2.6.5 | Identificação de parâmetros do modelo via FEM..... | 39 |
| 2.6.6 | Exemplo de Formulação por FEMM..... | 40 |
| 2.7 | Os Pós ferro-magnéticos | 40 |
| 2.7.1 | Obtenção dos Pós | 41 |
| 2.7.2 | Compósitos Magnéticos Macios | 43 |
| 2.7.3 | Camada Isolante | 45 |
| 3 | PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS | 47 |
| 3.1 | Simulação de materiais magnéticos | 47 |
| 3.1.1 | Simulação em 2D | 47 |
| 3.1.2 | Simulação em 3D | 48 |
| 3.2 | Desenvolvimento do SMC no LdTM | 49 |
| 3.2.1 | Bobinagem das Amostras..... | 51 |
| 3.2.2 | Propriedades magnéticas (curva de histerese e magnetização)..... | 53 |
| 3.2.3 | Inserção dos parâmetros magnéticos no FEMM | 57 |

| | | |
|------------|------------------------------------------------------------------|-----------|
| 4 | RESULTADOS E DISCUSSÃO | 59 |
| 4.1 | Simulação de materiais SMC..... | 59 |
| 4.2 | Simulação de chapas laminadas | 62 |
| 4.3 | Simulação de motores trifásicos de indução | 63 |
| 4.4 | Simulação de um motor de relutância síncrona (SynRM)..... | 64 |
| 5 | CONCLUSÃO..... | 66 |
| | REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO..... | 67 |

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os compósitos ferromagnéticos moles, também conhecidos como *Soft Magnetic Composites* (SMC) estão sendo amplamente estudados devido às muitas vantagens que oferecem sobre as chapas de aço eletromagnéticas em relação às suas propriedades magnéticas isotrópicas, alta resistividade elétrica, design flexível, potencial para redução de tamanho e alta flexibilidade de projeto (ISHIZAKI et al, 2016). Para usar núcleos magnéticos em pó nas aplicações de campo magnético CA (Corrente Alternada), no entanto, é importante reduzir a perda de ferro, isto é, a soma da perda de corrente de Foucault e perda de histerese.

Os núcleos magnéticos em pó geralmente fabricados pela compactação de partículas ferro-magnéticas em pó e revestimento com camadas isolantes para evitar a formação de correntes parasitas. Esta técnica de revestimento com uma estrutura de micro-encapsulamento como isolamento é crucial para melhorar as propriedades magnéticas de um núcleo para motores CA. Tecnologias e processos mais modernos permitem que as propriedades desses materiais sejam melhorados para prover propriedades magnéticas competitivas (alta permeabilidade relativa e magnetização de saturação), mas com alta resistividade elétrica visando minimizar as perdas clássicas por correntes parasitas (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007).

A natureza isotrópica do SMC combinada às possibilidades de conformação permite o planejamento de peças com geometrias não usuais e tridimensionais, oferecendo vantagens em relação aos aços elétricos laminados tradicionais (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Assim, ligas de materiais magnéticos macios, compostos de pós de ferro, em conjunto a outros elementos, tais como fósforo, silício ou níquel, poderão ser utilizadas em motores de núcleos maciços, construídos a partir de chapas de aço laminadas (DIAS et al, 2015; UENO et al, 2016).

O processo de metalurgia do pó (M/P) envolve as etapas de preparação da liga, moagem, compactação e sinterização. Seu custo é inferior quando comparado com outros processos de fabricação como por exemplo chapas laminadas (LUNA, 2012; RONCHI, 2015).

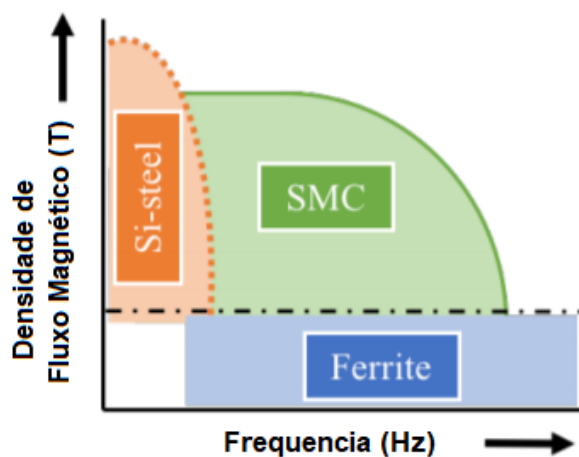
Neste contexto, partículas magnéticas, tais como cobalto, ferro, níquel e ferritas como Fe_3O_4 e $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ entre outros óxidos têm mostrado potenciais aplicações em diversos campos, incluindo gravação magnética, ferrofluidos, aplicações industriais, robótica, remediação

ambiental, áreas biomédicas e de diagnóstico e terapia, como ressonância magnética nuclear, devido suas propriedades magnéticas (NUNES, 2015).

Os parâmetros magnéticos comumente medidos são obtidos a partir de uma curva de magnetização em função do campo aplicado. A aplicação de um campo magnético suficientemente grande causa o alinhamento dos spins do material com o campo. Com a diminuição do campo, os spins cessam seu alinhamento e a magnetização decresce.

A Figura 1 mostra as regiões de aplicação para os materiais utilizados em campo magnético AC. Aços-silício laminados tem uma grande permeabilidade, porém suas perdas são altamente dependentes da frequência. Ferrite mole tem uma baixa perda magnética para altas frequências, porém sua baixa permeabilidade exige muito material. Já os SMCs cobrem a região intermediária de aplicação, podendo operar em uma frequência de 100 Hz até 10 kHz sem perdas de fluxo magnético máximo (B_{\max}).

Figura 1 – Regiões de aplicação dos materiais em CA



Fonte: Adaptado de SHOKROLLAHI (2007).

Desta forma, pode-se dizer que a importância deste trabalho para o setor produtivo reside na possibilidade de melhorar a eficiência das máquinas elétricas, mas ainda mais contribuir com pesquisa e produção intelectual de forma a ajudar a indústria de pós metálicos e de motores com propriedade necessária para competir com grandes empresas do ramo.

1.1 Motivação

A motivação para este trabalho surge devido a possibilidade da aplicação de novas tecnologias na construção de motores elétricos de indução, que em geral são construídas a partir de núcleos de chapas de aço magnético, laminadas e justapostas, circundados por um enrolamento. O processo de fabricação destes motores elétricos é mais trabalhoso se comparado com o processo de fundição, por exemplo, que resultaria em núcleos maciços (DIAS et al, 2015). Além do mais, novas perspectivas indicam que ligas de materiais magnéticos macios, obtidos a partir de pó de ferro base, misturados com outros elementos, poderão apresentar propriedades superiores aos obtido a partir de chapas de aço laminadas, como maior permeabilidade, maior resistividade elétrica e menor campo coercitivo.

Os materiais macios sinterizados produzidos por M/P são alvo de constantes estudos, como aplicações na eletrônica e principalmente em motores elétricos, devido à grande parcela de energia elétrica que eles consomem. Uma diminuição nas perdas, mesmo que pequena, resultaria em uma economia substancial considerando um consumo total a médio e longo prazo.

As maiores vantagens de se utilizar materiais sinterizados são o número reduzido de etapas no processo de fabricação dos núcleos, resultando em menor gasto de energia, além da matéria prima ser de menor custo comparada a chapas laminadas. Porém, a maior dificuldade hoje se concentra no micro-encapsulamento (casca) das particular de ferro, necessário para evitar a circulação das correntes parasitas, assim como ocorrem nas chapas laminadas.

Assim, o motivo principal deste trabalho consistirá no estudo, através de simulação, das propriedades eletromagnéticas dos SMCs, quando utilizados como substitutos aos aços de chapas laminadas em núcleos de motores de indução 60 Hz. Os resultados obtidos proporcionarão um melhor entendimento da dinâmica envolvida na utilização destes materiais, podendo justificar efeitos observados em trabalhos já realizados na área (montagem de um motor real por exemplo), tornando os estudos na área mais rápidos e menos custosos, tanto em relação aos custos materiais como operacionais.

1.2 Objetivo Geral

Este trabalho apresentará os resultados e discussões sobre um modelo de simulação computacional via FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) aplicados à um material SMCs comercial, em comparativo às chapas laminadas comumente utilizadas nos motores elétricos.

Tal estudo é motivado pela possibilidade de aplicação destes materiais como alternativa aos aços elétricos tradicionais (laminado de não grão orientado) na produção de máquinas elétricas. Desta forma, objetivou-se a criação de um modelo de simulação para comprovar a eficácia da utilização deste material, comparando os dados de simulação com parâmetros já conhecidos, alguns provenientes de estudos e outros disponíveis comercialmente.

1.3 Objetivos Específicos

O trabalho será conduzido teórica e experimentalmente, e além da caracterização de compostos magnéticos e ligas aplicadas no desenvolvimento do ferro magnético, ainda tem-se os seguintes objetivos específicos:

- desenvolver estudos que apresentem dados concretos referentes às perdas estáticas e dinâmicas (correntes parasitas) entre as partículas de Fe do material sinterizado;
- desenvolver metodologias, simulações e indicadores que possam servir de base para validar a utilização ou não dos SMCs em motores de indução;
- determinar propriedades eletromagnéticas dos materiais desenvolvidos como resistividade elétrica, permeabilidade magnética, coercividade e perdas eletromagnéticas (dinâmicas e histeréticas) destes materiais.
- validar a liga desenvolvida por comparação de resultados obtidos pelos métodos analíticos, numérico e experimental e por simulação computacional via FEMM (*Finite Element Method Magnetics*).

Assim, este capítulo apresentou uma introdução ao tema deste trabalho, abordando a sua relevância, o problema, as justificativas e seus objetivos. Os demais capítulos apresentarão um breve referencial bibliográfico, estudo da arte no âmbito de SMCs, metodologia e um cronograma de trabalho.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo é tratada uma breve revisão sobre os fundamentos do magnetismo, a classificação de materiais magnéticos com ênfase em materiais ferromagnéticos. São também discutidas as perdas em aplicações eletromagnéticas. Uma introdução ao processo de metalurgia do pó é feita, assim como os SMCs, destacando suas propriedades, vantagens e desvantagens em relação à outros materiais magnéticos moles e suas aplicações.

2.1 Magnetismo

Todos os fenômenos magnéticos são devido às cargas elétricas que estão em movimento. Analisando uma porção microscópica de material magnético se encontraria elétrons orbitando em volta dos núcleos e elétrons girando pelo seu próprio eixo. Em virtude do pequeno tamanho dessas espiras de corrente elétrica tratam-se elas como dipolos magnéticos.

Quando um campo magnético é aplicado nestas espiras, ocorre o alinhamento líquido dos dipolos magnéticos e o meio se torna magnetizado. A polarização elétrica se dá na direção do campo elétrico E . Materiais que possuem magnetização paralela ao campo magnético B são chamados de paramagnéticos. Já materiais que possuem magnetização contrária ao campo magnético B são chamados de ferromagnéticos (GRIFFITHS, 2012).

Através de uma abordagem clássica, utilizando o conceito de que cargas em movimento geram campos magnéticos, os elétrons apresentariam um momento magnético de spin, Υ_{spin} , gerado pela rotação em torno do seu próprio eixo e um momento magnético orbital, $\Upsilon_{orbital}$, associado ao seu movimento ao redor do núcleo. A soma vetorial das duas contribuições resulta em um momento magnético resultante, Υ_i . Apesar de o núcleo também apresentar um momento magnético, sua contribuição é desprezível em relação ao dos elétrons (CULLITY, 2009).

2.1.1 Campo Magnético (H)

Uma carga elétrica estática produz um campo elétrico E . De acordo com a lei de Ampère uma carga elétrica em movimento ou corrente elétrica I produz, além deste campo elétrico, um campo magnético H .

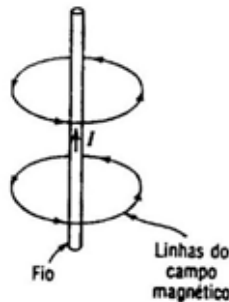
$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \int_s \vec{J} ds = I \quad (1)$$

onde:

| | |
|-----|--------------------------------------------------------|
| H | campo magnético [A/m] |
| l | comprimento infinitesimal [m] |
| J | densidade de corrente [A/m ²] |
| S | elemento infinitesimal de superfície [m ²] |
| I | corrente elétrica [A] |

A integral de linha H ao longo do caminho fechado é igual a corrente no fio quando os caminhos envolvem o fio (FIGURA 2). O sentido do campo magnético também pode ser dado pela regra da mão direita. O polegar aponta na direção de I e os outros dedos na direção de H .

Figura 2 – Campo magnético H a partir de corrente elétrica I



Fonte: Adaptado de CULLITY (2009).

No sistema internacional de unidades H é expresso em Ampère/metro [A/m]. Mas também é expresso em Oersted [Oe], tal que 0,01256 Oe equivalem a 1 A/m.

2.1.2 Densidade de Fluxo Magnético (B)

Um campo magnético H induz linhas de fluxo magnético ou indução magnética B , que se relacionam através da permeabilidade magnética do meio μ tal que:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2)$$

onde:

| | |
|-------|-----------------------------------------------|
| B | indução magnética [T] ou [Wb/m ²] |
| μ | permeabilidade magnética do meio [H/m] |
| H | campo magnético [A/m] |

Para a maioria dos materiais B e H tem mesma direção e sentido (meios isotrópicos) e μ é um escalar (número real). Em alguns cristais B pode não ter a mesma direção de H (meios anisotrópicos) e μ é um tensor (matriz).

2.1.3 Fluxo Magnético Total (φ)

Para B uniforme e superfície plana o fluxo magnético total φ perpendicular à superfície pode ser escrito como:

$$\varphi = \mathbf{B}\mathbf{A} \quad (3)$$

onde:

| | |
|-----------|-----------------------------------------------------------------|
| φ | fluxo magnético total [Wb] |
| B | indução magnética [T] |
| A | área da seção, transversal às linhas de fluxo [m ²] |

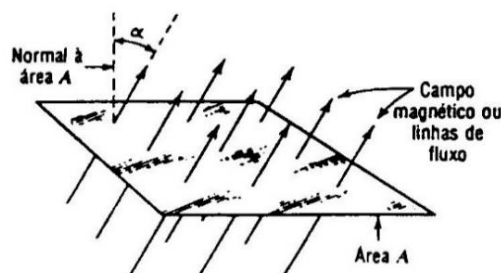
Quando as linhas de indução magnéticas não são perpendiculares a área A (FIGURA 3), a Equação 3 fica:

$$\varphi = \mathbf{B}\mathbf{A}.\cos\alpha \quad (4)$$

onde α é o ângulo entre a perpendicular à área A e a direção de B .

$$\varphi = \iint \mathbf{B}.\cos\alpha.ds \quad (5)$$

Figura 3 – Linhas de fluxo magnético através da área A

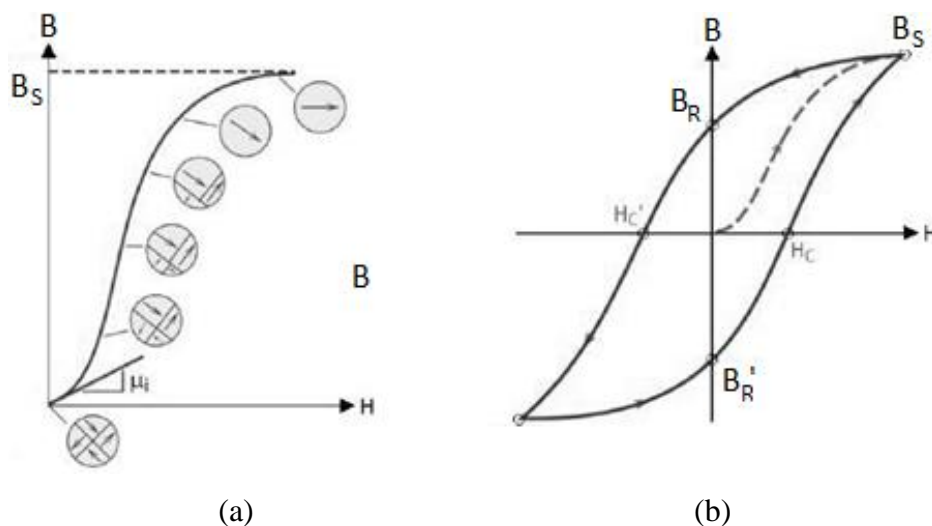


Fonte: Adaptado de CULLITY (2009).

2.2 Materiais Ferromagnéticos e a Histerese

Os materiais ferromagnéticos são aqueles que, ao serem submetidos a um campo magnético externo, apresentam uma magnetização resultante muito mais intensa que o campo aplicado e ainda mantém alguma magnetização remanescente mesmo após o campo externo ser removido (CULLITY, 2009). Este comportamento pode ser observado na forma de um laço de histerese na curva de magnetização $B.H$ como mostrada na Figura 4:

Figura 4 – (a) Curva inicial de magnetização em um grão de material ferromagnético. (b) Ciclo de histerese para um material ferromagnético inicialmente desmagnetizado



Fonte: Adaptado de CULLITY (2009).

Ainda conforme Cullity (2009), uma das melhores maneiras de descrever uma curva de histerese é associando-a ao processo de movimentação de paredes de domínios. Supondo um material desmagnetizado (soma dos vetores magnetização espontânea do material é zero). Se não há campo externo H aplicado, B também é igual a zero. Esse ponto é exatamente a origem do gráfico da Figura 4. Aplicando-se um campo externo H , ocorrerá movimentação de paredes de domínios, e conseqüentemente aumento da quantidade de momentos magnéticos orientados na direção do campo aplicado.

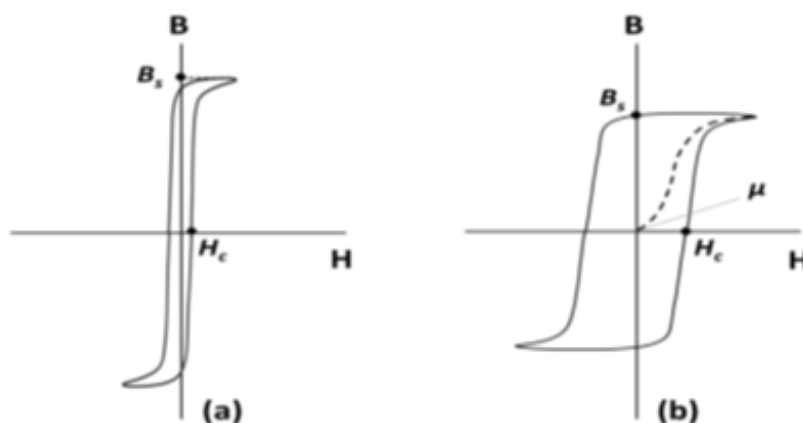
Ao elevar-se ainda mais o campo H , os grãos (ou pelo menos sua maioria) acabarão atingindo a condição de mono-domínio, o que representa o final da região de movimentação de paredes de domínios. Ampliando-se ainda mais o campo externo H , ocorrerá rotação de magnetização de domínios nos grãos cuja orientação cristalográfica não está perfeitamente

alinhada com o campo magnético, nesse ponto será atingida a magnetização de saturação (B_s). A partir deste momento, se H cessar, B será igual a B_R , sendo esse o ponto conhecido como remanescência e o material é dito magnetizado. O campo externo aplicado H_C necessário para levar B novamente a zero após o material estar magnetizado é chamado de coercividade ou campo coercivo. A área da curva $B.H$, é de grande importância pois representa o trabalho necessário para a realização de um ciclo completo de histerese (CULLITY, 2009).

Determina-se as propriedades magnéticas de um material a partir da sua estrutura eletrônica, cristalina e microestrutura. Os materiais magnéticos são classificados em moles ou duros: material mole é aquela que é fácil de ser magnetizado ou desmagnetizado. Ou seja, com baixo H_C e alto μ_r . As aplicações com estes materiais beneficiam-se de uma menor área da curva de histerese, permitindo a inversão da sua magnetização com o mínimo de perdas; material duro permanece magnetizado ou é um ímã permanente, são materiais com alta magnetização remanente e resistência a desmagnetização. Ou seja, materiais com altos valores de B_R e H_C . A curva de histerese destes materiais é alargada e com uma grande área.

A Figura 5-a apresenta a curva de magnetização e histerese para materiais magnéticos macios, enquanto que a Figura 5-b. apresenta a curva de magnetização e histerese para materiais magnéticos duros. O requisito para que um material seja considerado mole é que uma alta magnetização de saturação B_s seja produzida por um campo aplicado. O campo necessário para provocar a desmagnetização deverá ser pequeno. Materiais magnéticos moles sempre operam na presença de um campo magnético.

Figura 5 – Curvas de magnetização e ciclos de histerese dos materiais (a) macios e (b) duros



Fonte: Adaptado de CULLITY (2009).

Este tipo de comportamento é benéfico para aplicações que envolvam mudanças contínuas na direção de magnetização. Desta forma, utiliza-se materiais magnéticos moles para produção de transformadores, pois estes equipamentos têm eficiência maior se a magnetização não permanece depois que o campo zera.

2.3 Perdas magnéticas

De acordo com a lei de indução de Faraday-Lenz, a variação do fluxo magnético, através de um solenoide com N espiras induz uma força eletromotriz, de módulo dado pela equação:

$$\mathcal{E} = -N \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (6)$$

sendo Φ_B o fluxo magnético atravessando uma única espira.

Se esta força eletromotriz é induzida em um condutor com resistividade diferente de zero, as correntes elétricas geradas no interior do material dissiparão energia por efeito Joule. Este efeito de perda eletromagnética reduz a eficiência de dispositivos que funcionam em campos magnéticos alternados como, por exemplo, transformadores e motores elétricos.

A perda eletromagnética pode ser avaliada por meio de uma separação de perdas, proposta por Bertotti (1988), onde a perda total, W_t , em J/m³ é composta pela soma de três componentes:

$$W_t = W_h + W_{cl} + W_{exec} \quad (7)$$

Estas três componentes estão associadas a diferentes mecanismos de correntes parasitas e diferentes escalas de tempo e espaço do processo de magnetização, conforme Equação 8:

$$P_t = W_h \frac{f}{\rho} + W_{cl} \frac{f}{\rho} + W_{exec} \frac{f}{\rho} = P_h + P_{cl} + P_{exec} \quad (8)$$

A potência dissipada, P_t , em W/kg em um material magnético é então obtida multiplicando-se a Equação 7 pela frequência de magnetização, f , e dividindo pela densidade do material (ρ).

2.3.1 Componentes de Perdas Estáticas (W_h)

O primeiro termo da Equação 7, W_h , chamado de perda por histerese, é a energia residual dissipada no limite $f \rightarrow 0$ Hz. A inversão de fluxo se concentra nas paredes de domínio e, mesmo com uma excitação quase estática, surgem pequenas correntes parasitas devido ao deslocamento destas paredes. Este deslocamento também pode ser dificultado por defeitos estruturais, ocorrendo de forma intermitente e brusca (efeito Barkhausen). Pulsos de correntes, são gerados em volta destes segmentos de parede de domínio a cada deslocamento brusco e dissipados por efeito Joule. Como o tempo destes pulsos é ordens de magnitude menor do que o período de magnetização ($1/f$), pode-se dizer que W_h é independente de f e por isso costuma ser referida como a componente de perdas estáticas (FIORILLO, 2004).

$$W_h = \oint H dB \quad (9)$$

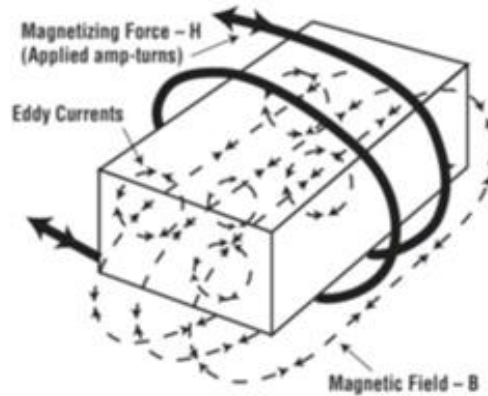
Para aplicações de baixas frequências, a perda por histerese é a principal contribuição para as perdas totais e pode ser reduzida a partir de processos que diminuam coercividade do material, como pelo aumento do tamanho de grão, diminuição de impurezas e alívio de tensões residuais, tendo em vista que contornos de grão, impurezas e regiões tensionadas dificultam o movimento de parede de domínios (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007).

2.3.2 Componentes de Perda Clássica por Foucault (W_{cl})

Para Griffiths (2012) a segunda componente na Equação 9, W_{cl} , é uma componente linearmente dependente da frequência de magnetização e é calculada aplicando as leis de Maxwell ao material assumindo que este fosse completamente homogêneo do ponto de vista magnético (ausência de paredes de domínio) (FIORILLO, 2004).

Correntes parasitas, ou correntes de Foucault, são induzidas em qualquer material condutor por um fluxo magnético alternado (KOLLAR et al, 2013). Considerando um campo alternado e um material uniforme (desconsiderando efeitos de desmagnetização, efeito pelicular, entre outros efeitos estruturais) as correntes ocorrerão como mostrado na Figura 6, perpendicularmente a direção do campo magnético variante.

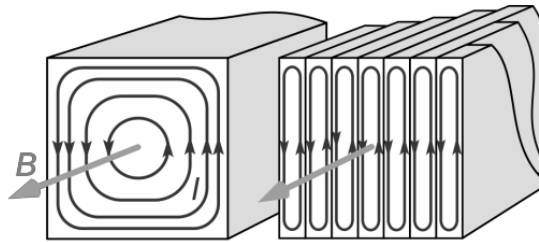
Figura 6 – Ilustração de como as correntes parasitas são geradas em um material condutor



Fonte: Adaptado de KOLLAR et al (2013).

Já a Figura 7 apresenta o efeito das correntes parasitas em dois materiais de espessuras diferentes. Em materiais maciços haverá uma maior propagação destas correntes, como mostrado na figura a esquerda, o que causa perdas consideráveis. Em materiais laminados (figura a direita), haverá pouco espaço para as correntes parasitas se propagarem, devido à limitação estrutural do material e também do isolamento entre cada uma das chapas.

Figura 7 – Correntes parasitas em um material condutor maciço e em chapas isoladas



Fonte: Adaptado de KOLLAR et al (2013).

A componente associada a estas correntes em um material maciço (*bulk*) é dada por:

$$W_{cl} = \frac{(\pi d_{ef} B_m)^2}{\beta \rho_R} f \quad (10)$$

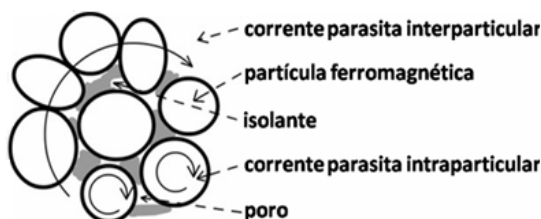
Onde d_{ef} é a dimensão efetiva das correntes parasitas (a própria espessura no caso de um material bulk), B_m a amplitude máxima da indução magnética, ρ_R a resistividade elétrica do material e β um coeficiente geométrico. Por exemplo, para um material com seção retangular (altura $h \geq$ largura w) perpendicular à direção do fluxo magnético (KOLLAR et al, 2013).

Para valores de h muito maior do que w , o valor de β tende a 6, conhecido para as chapas de aço laminado. Para uma seção quadrada ($h = w$), β adquire o valor de 14,3. Já para uma seção reta circular, segundo Kollar et al (2013). Outra forma de reduzir a componente W_{cl} é o de produzir um compósito onde cada partícula do material magnético é inteiramente revestida por um material isolante.

Desta forma as correntes parasitas ficam confinadas dentro de cada partícula. Estes materiais são chamados de SMCs, ou compósitos magnéticos moles, mais discutidos na Seção posterior. Apesar de ser a forma mais eficiente de reduzir as correntes parasitas, as pequenas distâncias não-magnéticas entre as partículas agem como entreferros diminuindo a permeabilidade do compósito (SHOKROLLAHI ; JANGHORBAN, 2007).

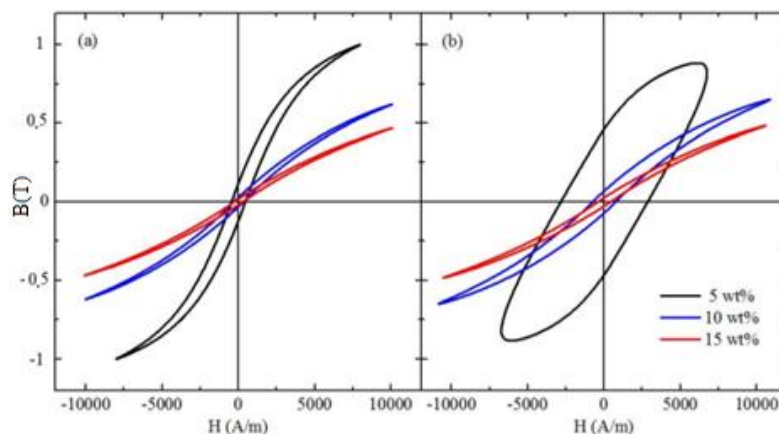
No caso dos SMCs a perda clássica por correntes parasitas pode ser vista como a combinação de correntes que ocorrem no interior de cada partícula perfeitamente isolada e entre partículas em contato por alguma falha no revestimento, como mostrado na Figura 8. Já a Figura 9 apresenta as perdas por histerese de um material para diferentes frequências.

Figura 8 – Correntes parasitas entre e intra partículas.



Fonte: Adaptado de KOLLAR et al (2013).

Figura 9 – Perdas por histerese ao aumentar a frequência.



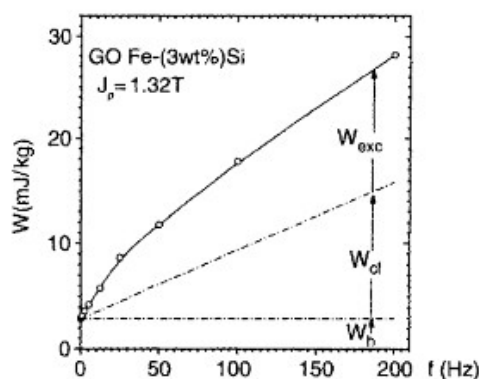
Fonte: Do Autor.

2.3.3 Componentes de Perda Excedente (W_{exc})

A medida experimental das perdas totais resulta em um valor maior do que a simples soma das componentes W_h e W_{cl} como exemplificado na Figura 10 para lâminas de Fe-Si. Esta diferença é referente a componente de perdas excedentes ou anômalas, W_{exc} .

A componente W_{exc} inclui perdas por movimentação, relaxação e ressonância das paredes de domínio e outros efeitos dependentes de f devido a heterogeneidade da estrutura magnética do material (FIORILLO, 2004; SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007).

Figura 10 – Perdas de energia específica por ciclo por frequência de magnetização em laminados de Fe-Si com grão orientado (espessura 0,29 mm) sob polarização CA



Fonte: Adaptado de FIORILLO (2004).

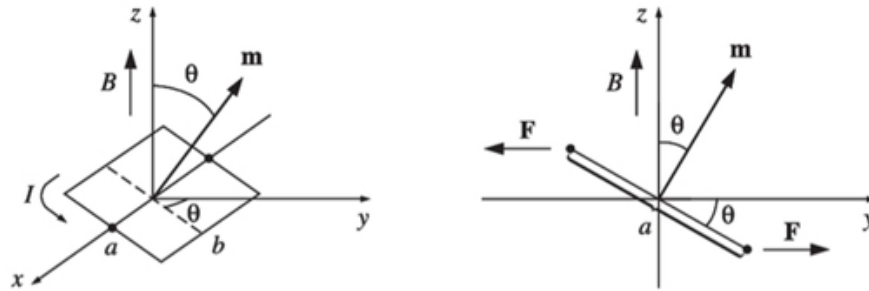
Desta forma, no caso de SMCs, a componente de perda excedente W_{exc} apresenta a mesma dependência linear com a frequência que a componente W_{cl} , não podendo ser ignorada no processo de desenvolvimento de um novo material para essas aplicações.

2.4 Dipolos e Excitação CA

2.4.1 Conjugado nos dipolos magnético

Para Griffiths (2012) o conjugado de um dipolo elétrico está para o campo elétrico, assim como o conjugado de um dipolo magnético está para um campo magnético. Para calcular o conjugado de um dipolo magnético considera-se uma espira de corrente com forma retangular em um campo uniforme B . A espira é centralizada na origem e inclinada a um ângulo teta do eixo z em direção ao eixo y . Dessa forma, o B aponta na direção z . A Figura 11 mostra como as forças sobre os dois lados inclinados são anuladas.

Figura 11 – Espira de corrente retangular em um campo uniforme B



Fonte: Adaptado de GRIFFITHS (2012).

Tais forças tendem a esticar a espira, porém não provocam sua rotação. As forças sobre os lados horizontais são iguais e opostas e seu torque gerado é calculado pela Equação 11, que representa o torque de uma máquina elétrica (GRIFFITHS, 2012), que é calculado a partir do produto da força de um segmento α com seu ângulo θ .

$$C = \alpha F \sin \theta \hat{x} \quad (11)$$

onde C é o conjugado da máquina elétrica (Nm) e F a magnitude da força em um segmento da máquina elétrica (N).

A magnitude da força em cada um dos segmentos é calculada pela Equação 12, que representa a Magnitude da Força de uma máquina elétrica (GRIFFITHS, 2012), calculada pela corrente I e o campo magnético B que passa em um segmento b .

$$F = IbB \quad (12)$$

A Equação 13, que representa Torque para qualquer distribuição localizada de corrente de uma máquina elétrica (GRIFFITHS, 2012), calculado pelo momento de dipolo magnético m e o campo magnético B , onde m é o momento de dipolo magnético na espira:

$$C = mB \quad (13)$$

2.4.2 Relutância e Força Magnetomotriz (FMM)

Relutância magnética é uma grandeza análoga à resistência elétrica. Quanto maior for a relutância, menor será o fluxo magnético Φ (KOSOW, 1990). Através da Equação 14, que representa a Relutância magnética (KOSOW, 1990), que é calculada a partir da força magnetomotriz dividido pelo fluxo magnético, ou pelo comprimento dividido pelo produto da área da secção transversal pela permeabilidade magnética.

$$R = \frac{FMM}{\Phi} = \frac{l}{\mu A} \quad (14)$$

onde:

R Relutância magnética [Aesp/Wb]

FMM Força magnetomotriz [V]

Φ Fluxo magnético [Wb]

l Comprimento [m]

μ Permeabilidade magnética [H/m]

A Área da secção transversal [m²]

A FMM é a força magnetomotriz e é calculada pela Equação 15. Onde N é o número de espiras e I é a corrente elétrica medida em ampères (FITZGERALD, 1990). Pela Equação 15, que representa a Força magnetomotriz (KOSOW, 1990), que é calculada pela pelo produto do número de espiras pela corrente.

$$FMM = NI \quad (15)$$

2.4.3 Excitação CA

Em sistemas CA, as formas de onda de tensão e de fluxo são bem próximas de funções senoidais de tempo (FITZGERALD, 1990). Para descrever as características da excitação e das perdas associadas à operação CA, dos materiais magnéticos em regime permanente, utilizando como modelo um circuito magnético fechado, obtem-se aos seguintes equacionamentos:

$$e(t) = \omega N \phi_{max} \cos(\omega t) = E_{max} \cos(\omega t) \quad (16)$$

onde:

ϕ_{max} amplitude do fluxo do núcleo ϕ em weber

$e(t)$ tensão induzida no enrolamento

ω frequência angular = $2\pi f$

N número de espiras

E_{max} $\omega N \phi_{max}$

Tem-se assim:

$$E_{max} = \omega N \phi_{max} = 2\pi N A_C B_{max} \quad (17)$$

onde:

ϕ_{max} amplitude do fluxo do núcleo ϕ em weber

B_{max} amplitude da densidade de fluxo B_C em Tesla

| | |
|----------|-------------------------------|
| A_C | área da seção reta do núcleo |
| ω | frequência angular = $2\pi f$ |
| N | número de espiras |

Assim, as propriedades magnéticas não-lineares do núcleo requerem que a forma de onda da corrente de excitação I_φ seja diferente da forma senoidal do fluxo (FITZGERALD, 1990). A curva da corrente de excitação em função do tempo pode ser obtidas graficamente a partir das características magnéticas do material do núcleo, como mostra a Figura 12-a.

Como B_C e H_C se relacionam com φ e I_φ por constantes geométricas conhecidas o laço de histerese CA da Figura 12-b pode ser desenhado. Como o laço de histerese achata-se devido aos efeitos de saturação magnética do material, observa-se picos de corrente de excitação acentuados na forma de onda I_φ .

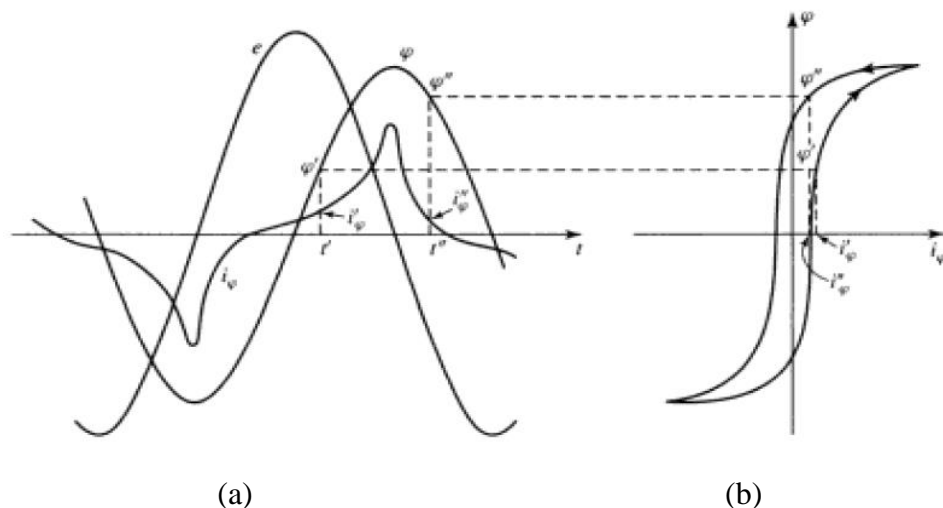
Para chegar ao valor de corrente eficaz, admite-se a equação como:

$$I_{\varphi,ef} = \frac{I_C H_{C,ef}}{N} \quad (18)$$

onde:

| | |
|------------------|---------------------------------|
| $I_{\varphi,ef}$ | corrente de excitação eficaz |
| H_C | é o módulo médio de H no núcleo |
| N | número de espiras |

Figura 12 – Fenômenos de excitação: (a) Tensão, fluxo e corrente; (b) laço de histerese

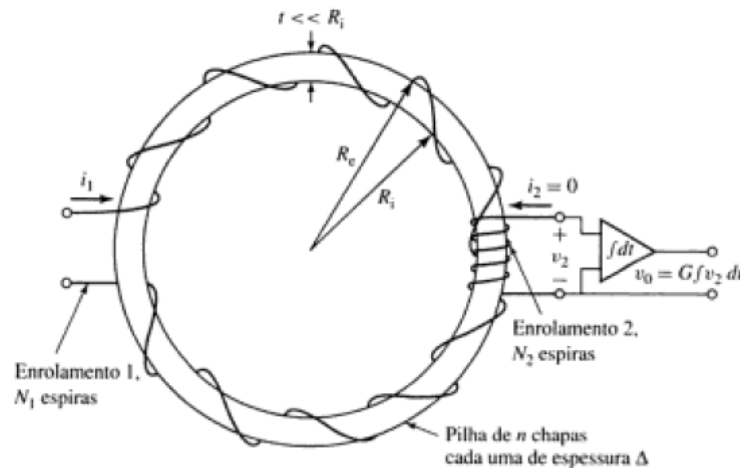


Fonte: Adaptado de FITZGERALD (1990).

A Figura 13 mostra uma configuração em anel que pode ser usada para medir as características magnéticas de metais elétricos. Dois enrolamentos envolvem esse anel: o primeiro, com N_1 espiras, é usado para produzir um campo magnético ao redor do núcleo; o segundo, com N_2 espiras, é usado para captar o fluxo magnético resultante.

Suponha que se comece com um pedaço de ferro não magnetizado e varia-se a corrente através do tiroide em uma série de pequenos passos. Em cada passo, a intensidade do campo magnético H pode ser calculada, pois a intensidade magnética dentro do tiroide é inalterada pela presença do núcleo de ferro. Cada vez que H é alterado, há uma alteração correspondente em B e, conseqüentemente, uma mudança no fluxo através da bobina secundária.

Figura 13 – Método de medição da curva de histerese pelo método do anel



Fonte: Adaptado de FITZGERALD (1990).

A exatidão dos resultados requer que a densidade de fluxo seja uniforme dentro do material. Isso é conseguido se a largura dos anéis $t = R_e - R_i$ for muito menor que o raio do anel e se o enrolamento de excitação envolver uniformemente todo o núcleo do anel. Já relação entre a intensidade de campo magnético H no material e a corrente i_1 no enrolamento 1 é dado como:

$$H = \frac{N_1 i_1}{2\pi(R_e + R_i)/2} = \frac{N_1 i_1}{\pi(R_e + R_i)} \quad (19)$$

onde:

- N_1 número de espiras do enrolamento primário
- i_1 corrente no enrolamento primário
- R_i raio interno do anel
- R_e raio externo do anel

A tensão v_2 no tempo em razão da variação do fluxo magnético B é:

$$v_2 = \frac{d}{dt} [N_2(t\Delta)B] = N_2\Delta \frac{dB}{dt} \quad (20)$$

onde:

N_2 número de espiras do enrolamento secundário

B densidade de fluxo magnético

Δ espessura do núcleo

t $R_e - R_i$

E, por fim, a relação entre a tensão v_o e a densidade de fluxo é dado pela Equação 21:

$$v_o = G \int v_2 dt = GN_2 t \Delta B \quad (21)$$

onde:

N_2 número de espiras do enrolamento secundário

v_2 tensão de saída no enrolamento secundário

v_o tensão de saída no integrador

B densidade de fluxo magnético

Δ espessura do núcleo

t $R_e - R_i$

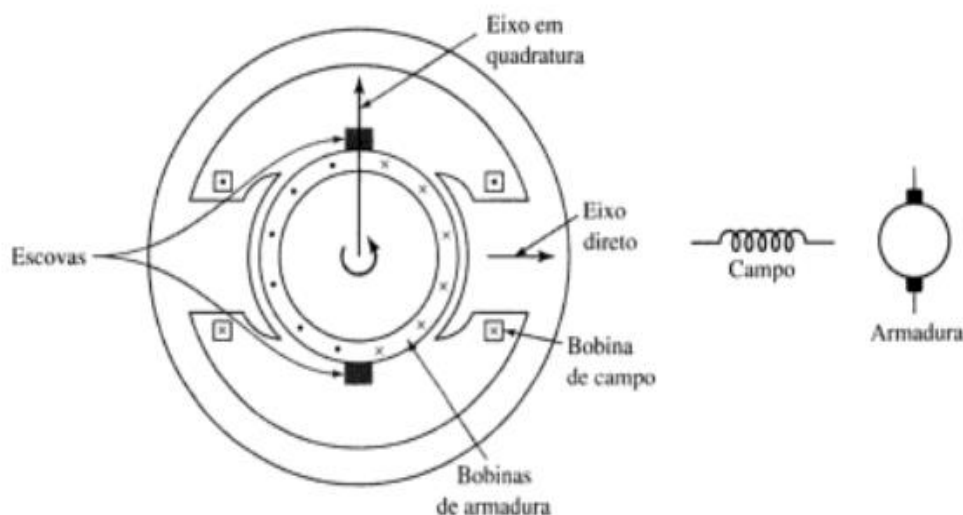
2.5 Motores de Indução Magnética

Os motores elétricos são classificados em motores de Corrente Contínua (CC) e motores de Corrente Alternada (CA).

2.5.1 Motores CC

As máquinas de corrente contínua (CC) são caracterizadas por sua versatilidade. Através de diversas combinações de enrolamento de campo, excitados em derivação, série ou independente, elas podem ser projetadas para diversas necessidades. Elas trazem uma grande variedade de tensão versus corrente, velocidade versus conjugado, operações dinâmicas ou em regime permanente. Devido a sua facilidade de controle, sua principal aplicação é para situações em que se precisa de uma ampla faixa de velocidades ou um controle preciso na saída do motor (FITZGERALD, 1990). A Figura 14 traz as representações esquemáticas de uma máquina CC.

Figura 14 – Representações de uma máquina CC



Fonte: Adaptado de FITZGERALD (1990).

O estator possui polos salientes e é excitado por uma ou mais bobinas de campo. A distribuição de fluxo magnético criado pelos enrolamentos de campo no entreferro é simétrica em relação à linha central dos polos de campo. A corrente CA gerada em cada bobina rotativa, é convertida em CC nos terminais externos da armadura por meio de um comutador rotativo e de escovas estacionárias, às quais os condutores de armadura estão conectados.

As escovas estão posicionadas de modo que a comutação da armadura ocorra quando os lados da bobina estejam na zona neutra. O eixo da onda da FMM de armadura estará distanciado 90 graus do eixo dos polos de campo (FITZGERALD, 1990). Os motores de corrente contínua são classificados pelo tipo de ligação dos enrolamentos de campo, que são divididos em motor de ímã permanente, campo série, campo paralelo, excitação independente e composto.

Motores de campo série possuem bobinas de campo constituídas de espiras ligadas em série com o enrolamento. Por possuir elevada corrente de armadura o condutor deve ter uma área maior para suportar a corrente que circula, sendo que o conjugado deste motor é proporcional ao quadrado da corrente de armadura. Estes motores são recomendados em aplicações que requerem partidas em plena carga. (FITZGERALD, 1990). Já os motores de campo paralelo são os mais comuns dos motores CC. Possuem enrolamentos de campo ligados em paralelo com o induzido, fazendo com que sua corrente de campo dependa da tensão de armadura.

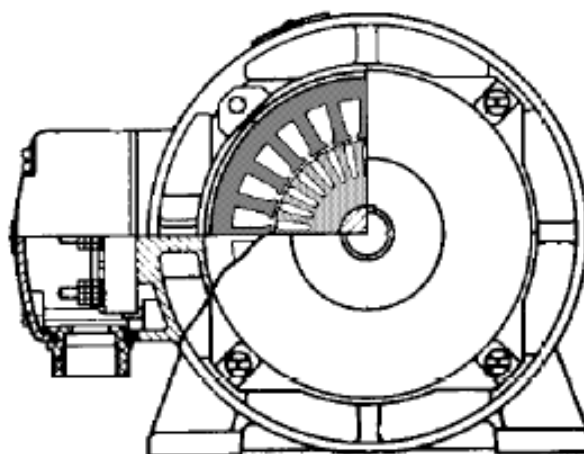
Os motores de excitação independente necessitam de duas fontes de alimentação. Uma para alimentar o enrolamento de campo e outra para alimentar a armadura. Para controlar a velocidade e torque destes motores deve-se controlar a tensão na armadura, controlar a tensão do campo ou adicionar uma resistência na armadura (GUSSOW, 1990).

O motor composto é constituído de enrolamentos série e paralelo. Estes dois enrolamentos são montados na mesma sapata polar. Este motor é utilizado para muitos fins, pois possui torque de partida superior a um motor de derivação e uma velocidade estável em qualquer nível de carga (GUSSOW, 1990).

2.5.2 Motores CA

Os motores de corrente alternada são classificados em motores síncronos e motores assíncronos. Nos motores síncronos a velocidade de rotação é proporcional a frequência de rotação, já os motores assíncronos, também chamados de motores de indução, o rotor é excitado pelo estator e a velocidade de rotação não é proporcional a rotação).

Figura 15 – Representações de uma motor elétrico CA



Fonte: Adaptado de FITZGERALD (1990).

O motor síncrono (FIGURA 15) é composto pelo estator, onde encontra-se um conjunto de bobinas alimentadas por corrente alternada; rotor, que possui um conjunto de bobinas alimentadas por corrente contínua, formando assim os polos; escovas, que ficam fixadas no porta-escovas preso no estator.

O motor assíncrono gira em velocidade diferente da velocidade síncrona, porém essas duas são muito próximas. As principais partes deste motor é o estator, onde se encontram as bobinas de campo, e o rotor que pode ser gaiola de esquilo ou bobinado. No rotor gaiola de esquilo a magnetização do núcleo é feita pelo escorregamento do campo, já no bobinado o método de partida ocorre devido a variação da resistência do rotor. O rotor bobinado consegue partir muito mais carga em inércia, porém devido a seu alto custo de construção atualmente está em desuso (NASAR, 1987; FITZGERALD, 1990).

2.5.3 Equacionamentos das máquinas elétricas

Para parametrizar um motor CC precisa-se calcular algumas variáveis como tensão nos terminais da armadura, força contra eletromotriz, conjugado, fluxo magnético, potência mecânica e velocidade de rotação da armadura. (FITZGERALD, 1990)

A Equação 22, que representa tensão nos terminais da armadura (FITZGERALD, 1990), calculada pela soma da força contraeletromotriz com o produto da corrente de armadura com a resistência de armadura.

$$V = E + I_a \cdot R_a \quad (22)$$

onde:

| | |
|-------|--------------------------------------|
| V | tensão nos terminais da armadura [V] |
| E | força contraeletromotriz [V] |
| I_a | corrente de armadura [A] |
| R_a | resistência de armadura [Ω] |

A Equação 23, que representa força contraeletromotriz (FITZGERALD, 1990), calculada pelo produto da constante K_1 com o número de espiras e o fluxo magnético.

$$E = K_1 \cdot N \cdot \Phi \quad (23)$$

onde:

| | |
|--------|------------------------------|
| E | força contraeletromotriz [V] |
| Φ | fluxo magnético [Wb] |
| N | número de espiras |
| K_1 | constante |

A Equação 24, que representa conjugado do motor (FITZGERALD, 1990), calculado pelo produto da constante K_2 com a corrente de armadura e o fluxo magnético.

$$C = K_2 \cdot I_a \cdot \Phi \quad (24)$$

onde:

| | |
|--------|------------------------------------|
| C | conjugado da máquina elétrica [Nm] |
| I_a | corrente de armadura [A] |
| Φ | fluxo magnético [Wb] |
| K_2 | constante |

A Equação 25, que representa fluxo magnético (FITZGERALD, 1990), calculado pelo produto da constante K_3 com a corrente de campo.

$$\Phi = K_3 \cdot I_f \quad (25)$$

onde:

| | |
|--------|-----------------------|
| Φ | Fluxo magnético [Wb] |
| I_f | corrente de campo [A] |
| K_3 | constante |

A potência mecânica (FITZGERALD, 1990), calculada pelo produto do conjugado pelo número de espiras ou pelo produto da força contraeletromotriz pela corrente de armadura.

$$P_{mec} = C \cdot N = E \cdot I_a \quad (26)$$

onde:

| | |
|-----------|------------------------------------|
| C | conjugado da máquina elétrica [Nm] |
| E | força contraeletromotriz [V] |
| I_a | corrente de armadura [A] |
| P_{mec} | potência mecânica [W] |
| N | número de espiras |

A Equação 27, que representa Velocidade de rotação da armadura (FITZGERALD, 1990), calculada pela subtração da tensão nos terminais da armadura com o produto da corrente de armadura pela resistência de armadura, dividido pelo produto da constante K_1 com o fluxo magnético.

$$N = \frac{V - I_a \cdot R_a}{K_1 \cdot \Phi} \quad (27)$$

onde:

| | |
|--------|-------------------------------------------|
| N | velocidade de rotação da armadura [rad/s] |
| V | tensão nos terminais da armadura [V] |
| R_a | resistência de armadura [Ω] |
| I_a | corrente de armadura [A] |
| Φ | fluxo magnético [Wb] |
| K_1 | constante |

2.6 FEMM - Finite Element Method Magnetics

Atualmente todas as análises no FEMM são de configurações mecanicamente estáticas (FEMM, 2018). Em vez de modelar o comportamento da máquina diretamente, deve-se inferir o desempenho com velocidade e carga através de uma série de simulações de configurações estáticas.

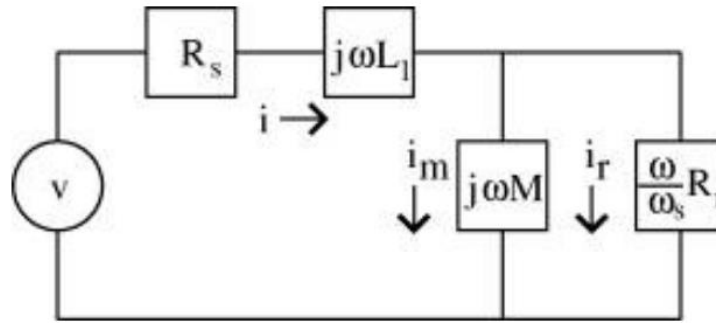
Uma máquina de indução com um rotor móvel pode ser modelada usando um modelo de circuito relativamente simples. A finalidade das análises FEMM estáticas é, então, identificar os parâmetros no modelo de circuito. Este modelo de circuito pode então ser utilizado sob uma ampla variedade de condições (por exemplo, até simulações transientes).

Embora os parâmetros dos circuitos possam frequentemente ser aproximados por expressões de forma fechada em termos explícitos da geometria do motor, o ponto de identificar esses parâmetros através de análises de elementos finitos é validar as aproximações e simplificações que inevitavelmente devem ser feitas na derivação das fórmulas de projeto analítico.

2.6.1 Modelagem via FEMM

Um modelo razoável de um motor de indução deve primeiro ser identificado antes que os parâmetros desse modelo possam ser deduzidos (FEMM, 2018). Este modelo pode ser o ilustrado na Figura 16, que destina-se a representar uma fase de uma máquina de indução que opera em estado estacionário (isto é, a uma frequência elétrica constante e a uma velocidade mecânica constante).

Figura 16 – Modelo de motor de indução simples em estado estacionário



Fonte: Adaptado de FEMM (2018).

Neste modelo, todo o vazamento é colocado no lado do estator do circuito em indutância L_l . O acoplamento ao rotor e as correntes no rotor são representados por caminhos paralelos através do indutor, M , representando a indutância do circuito magnético ligando o rotor e o estator e através do resistor R_r , representando o trabalho dissipado como calor no rotor e fornecido para a carga como energia mecânica.

Na equação do circuito, v representa a tensão RMS aplicada em cada fase da máquina, e i representa a corrente RMS através de cada fase da máquina. Estas são distinções importantes, pois dependendo de como o motor está ligado (em estrela ou triângulo), a tensão linha a linha pode ou não ser igual à tensão de fase e a corrente de linha pode ou não ser igual à corrente de fase. Usa-se um modelo representado exclusivamente em termos de corrente e tensão de fase.

O símbolo ω representa a frequência elétrica aplicada (em rad/s). O símbolo ω_s representa a diferença entre a frequência mecânica do rotor e sua frequência elétrica. Já ω_r representa a velocidade do rotor. Se o estator é construído com pares de polos, pode-se definir a frequência de escorregamento em termos de frequência elétrica e velocidade mecânica como:

$$\omega_s = \omega - p\omega_r \quad (28)$$

2.6.2 Impedância do Motor

As impedâncias do motor podem ser somadas da mesma forma que os resistores, usando as mesmas regras para configurações paralelas e em série. No caso, a impedância total do motor pode ser representada por Z , onde:

$$Z = R_s + j\omega \left(L_l + M \left(\frac{1}{1 + j\tau\omega_s} \right) \right) \quad (29)$$

onde:

| | |
|------------|--------------------------------------------------------------|
| M | indutância do circuito magnético ligando o rotor e o estator |
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| L_l | reatância de dispersão do estator, por fase |
| R_s | resistência ôhmica do estator, por fase |
| τ | é a constante de tempo do rotor, M/R_r |
| Z | impedância [Ω] |

2.6.3 Articulação de fluxo por fase

Um resultado que será útil mais adiante na nota é a ligação de fluxo de qualquer fase particular. Pode-se notar que o segundo termo na impedância é multiplicado por $j\omega$, o que implica que esta é uma contribuição de tensão que tem a ver com a variação do fluxo na frequência ω . Pode-se então sugerir que o fluxo, Φ , ligando qualquer fase é:

$$\Phi = \left(L_l + M \left(\frac{1}{1+j\tau\omega_s} \right) \right) i \quad (30)$$

onde:

| | |
|------------|--------------------------------------------------------------|
| M | indutância do circuito magnético ligando o rotor e o estator |
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| L_l | reatância de dispersão do estator, por fase |
| τ | é a constante de tempo do rotor, M/R_r |
| Φ | fluxo magnético [Wb] |

Dividindo-se por corrente, podemos obter uma indutância dependente da frequência de escorregamento. Este resultado pode ser separado em componentes reais e complexos como:

$$L(\omega) = \left(L_l + \frac{M}{1+(\tau\omega_s)^2} \right) - j \left(\frac{\tau\omega_s M}{1+(\tau\omega_s)^2} \right) \quad (31)$$

onde:

| | |
|------------|--------------------------------------------------------------|
| M | indutância do circuito magnético ligando o rotor e o estator |
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| L_l | reatância de dispersão do estator, por fase |
| τ | é a constante de tempo do rotor, M/R_r |
| L | indutância [H] |

A dependência dessa indutância na frequência de escorregamento nos fornece um mecanismo que usaremos posteriormente para identificar os parâmetros do motor. Como o cálculo do fluxo de ligação é simplificado e pode ser obtido com maior precisão na implementação do FEMM, pode-se usar cálculos de ligação de fluxo em diferentes frequências de escorregamento para comparar com a Equação 31 para identificar os parâmetros M , L_l e R_r do motor.

2.6.4 Torque como uma função da corrente

O objetivo principal de um motor é gerar torque. O torque pode ser inferido diretamente do modelo do circuito. Deve-se considerar, de acordo com a Figura 16, a potência que é dissipada na resistência aparente do rotor:

$$P = 3 \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right) R_r |i_r|^2 \quad (32)$$

onde:

| | |
|------------|----------------------------------------------------------|
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| ω | representa a frequência elétrica aplicada (em rad/s) |
| P | potência dissipada na resistência aparente do rotor |
| R_r | reatância de dispersão do rotor, por fase |
| i_r | corrente no rotor, por fase |

A multiplicação por três é porque esta é uma máquina trifásica e tem-se interesse na potência total do rotor na máquina. Também é assumido que i_r é uma corrente RMS. A potência do rotor pode ser decomposta em duas perdas separadas: as perdas resistivas no rotor e a potência mecânica fornecida pela Equação 33, sendo o primeiro termo representa a potência mecânica e o segundo representa as perdas do rotor:

$$P = 3 \left(\frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} \right) R_r |i_r|^2 + 3 R_r |i_r|^2 \quad (33)$$

onde:

| | |
|------------|----------------------------------------------------------|
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| ω | representa a frequência elétrica aplicada (em rad/s) |
| P | potência dissipada na resistência aparente do rotor |
| R_r | reatância de dispersão do rotor, por fase |
| i_r | corrente no rotor, por fase |

Se reescrever o numerador da potência mecânica em termos da velocidade mecânica (usando a definição anterior de frequência de escorregamento), obtém-se:

$$P_{mech} = 3 \left(\frac{p\omega_r}{\omega_s} \right) R_r |i_r|^2 \quad (34)$$

onde:

| | |
|------------|----------------------------------------------------------|
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| ω_r | representa a velocidade do rotor |
| R_r | reatância de dispersão do rotor |
| i_r | corrente no rotor, por fase |
| P_{mech} | potência mecânica |

Por fim, observando que a potência mecânica é o produto do torque e da velocidade mecânica, simplesmente dividindo-se por ω_r para obter o torque T:

$$T = 3 \left(\frac{pR_r}{\omega_s} \right) |i_r|^2 \quad (35)$$

onde:

| | |
|------------|----------------------------------------------------------|
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| R_r | reatância de dispersão do rotor |
| i_r | corrente no rotor, por fase |
| T | torque |

Embora a Equação 35 seja uma expressão perfeitamente válida para o torque, é em termos de corrente do rotor em vez de corrente de fase. A equação do circuito de voltagem ao redor do rotor, escrita em termos de corrente de fase, é:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_s} \right) R_r i_r = j\omega M i_m \quad (36)$$

onde:

| | |
|------------|--------------------------------------------------------------|
| M | indutância do circuito magnético ligando o rotor e o estator |
| ω_s | velocidade relativa do rotor em relação ao campo girante |
| ω | representa a frequência elétrica aplicada (em rad/s) |
| i_r | corrente no rotor, por fase |
| i_m | corrente de magnetização |

Resolvendo a corrente do rotor, obtém-se $i_r = j\tau\omega_s i_m$. Nota-se que a corrente total é a soma das correntes de magnetização e do rotor, $i_r = i_r + i_m$. Assim, pode-se obter:

$$i_r = \left(\frac{j\tau\omega_s}{1+j\tau\omega_s} \right) i \quad (37)$$

Tomando a magnitude de i_r e substituindo na expressão de torque, o resultado é:

$$T = 3pMi^2 \left(\frac{\tau\omega_s}{1+(\tau\omega_s)^2} \right) i \quad (38)$$

Uma vez determinados os parâmetros para o motor, pode-se inferir a força na máquina a partir desses parâmetros e das condições operacionais (corrente e frequência de escorregamento). Considerar o pico de torque ocorre em $\tau\omega_s = 1$.

2.6.5 Identificação de parâmetros do modelo via FEM

As fórmulas desenvolvidas anteriormente podem ser usadas como base para uma identificação de elementos finitos dos parâmetros do motor (FEMM, 2018). Usando o método magnético por elementos finitos (FEMM), o rotor não se move, no entanto, isso não apresenta nenhum problema específico quanto à identificação de parâmetros. Como a velocidade é zero, a frequência de escorregamento desaparece para $\omega_s = 0$.

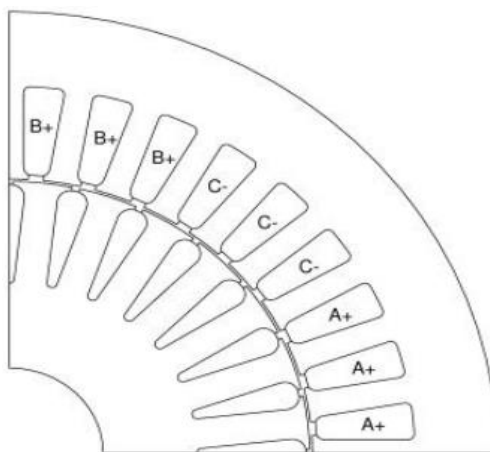
Com isso, existem pelo menos duas abordagens alternativas que podem ser seguidas. Talvez o método mais óbvio seria basear a identificação de parâmetros nos resultados de torque analisados usando uma corrente de estator constante em uma faixa de frequências. Alternativamente, pode-se tentar encaixar nos resultados de indutância. Internamente, o programa obtém a ligação de fluxo executando uma integral de volume que está intimamente relacionada com a energia computacional armazenada, calculada com certa precisão. Espera-se, portanto, que os resultados desse cálculo sejam mais precisos do que os cálculos de torque (FEMM, 2018). A abordagem segue:

- formular um modelo de elementos finitos do motor de interesse;
- aplicar correntes trifásicas aos enrolamentos do estator em uma faixa de frequências (não há necessidade de se preocupar com os valores das correntes do rotor: o programa os calcula porque as correntes do rotor são induzidas por correntes parasitas);
- para cada análise, avaliar a ligação de fluxo de uma fase para obter as informações necessárias para ajustar os parâmetros no modelo de circuito;
- realizar uma análise de regressão para obter os valores dos parâmetros.

2.6.6 Exemplo de Formulação por FEMM

Um exemplo de simulação de utilizando o FEMM pode ser o a seguir: motor de 2 HP, com uma alimentação trifásica de 220 Vrms, 60 Hz, 4 polos (ou seja, $p = 2$), o que significa que estará funcionando a um pouco menos de 1800 RPM. A configuração do enrolamento para um polo da máquina é mostrada na Figura 17. Há um total de 36 slots no estator e 28 slots no rotor.

Figura 17 – Exemplo de configuração do enrolamento do motor de indução (FEMM, 2018).



Fonte: Adaptado de (FEMM, 2018).

Este motor destina-se a ter as fases conectadas em uma configuração delta. Na configuração delta, a amplitude da tensão de fase é igual à amplitude da tensão linha a linha, mas a amplitude da corrente de fase é igual a $1/\sqrt{3}$ da amplitude da corrente de linha (a amplitude da corrente de fase é de aproximadamente 60% da amplitude da corrente de linha).

Devido a considerações de simetria, apenas 1/4 da máquina precisa ser modelada. Para criar um modelo $1/4$ válido, as condições de contorno anti-periódicas são usadas para vincular a aresta à aresta em $\theta = 90$ graus. Somente materiais lineares são empregados no modelo. A abordagem acima assume que a impedância não é uma função da amplitude da corrente, isto é, assumindo materiais lineares.

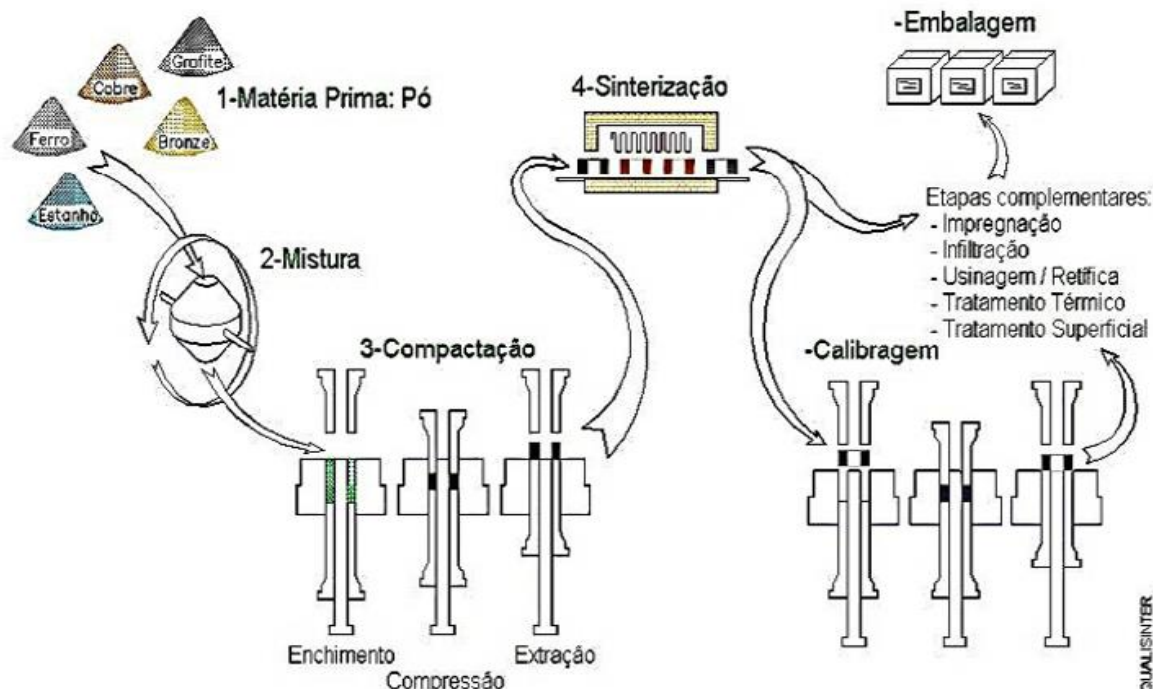
2.7 Os Pós ferro-magnéticos

Diferente de outros processos metalúrgicos, a metalurgia do pó não apresenta fase líquida ou apresenta somente presença parcial desta durante o processo. É uma técnica de fabricação que permite que se produzam peças em formatos definitivos ou praticamente definitivos, muitas vezes sem necessidade posterior de outros tipos de acabamento, como usinagem por exemplo. Os

componentes obtidos a partir deste processo possuem características estruturais e físicas impossíveis de se alcançar com qualquer outro processo.

Os processos básicos da M/P podem ser divididos na obtenção dos pós, mistura, compactação e sinterização (SCHAEFFER, 2016), conforme apresentado na representação esquemática da Figura 18. Às vezes são necessárias etapas complementares, como a retificação.

Figura 18 – Representação esquemática do processo de M/P



Fonte: Adaptado de SCHAEFFER (2016).

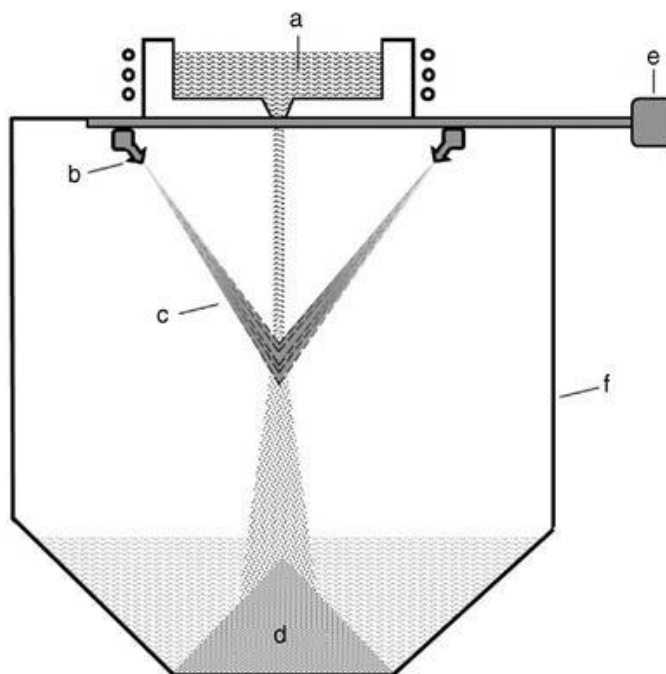
Na M/P, os pós depois de serem misturados, são compactados em matrizes onde adquirem a forma da cavidade da matriz. Após, são colocados em fornos para sinterização onde adquirem consistência e resistência mecânica. Salienta-se que, pós de diferentes naturezas químicas podem ser obtidos, desde que sejam misturados homogeneamente.

2.7.1 Obtenção dos Pós

Os pós são obtidos por uma série de processos, que variam em função das propriedades do material, tais como sua resistência mecânica, ponto de fusão e comportamento químico, é necessário também conhecer as características que a aplicação requer do mesmo. Os processos mais utilizados para a obtenção de pós metálicos ou cerâmicos são: moagem, quebra, processos químicos, termoquímicos e atomização (BONATO, 2003).

A atomização pelo processo de jato de água é a maneira mais moderna e produtiva (até 50 toneladas por lote) para obter pós metálicos para a produção de peças por P/M (DANNINGER et al, 2017). A Figura 19 mostra o esquema da atomização por jato d'água.

Figura 19 – Arranjo principal de um atomizador de água. a) Derreter; b) Jato; c) Spray d'água; d) Pó; e) Fonte de pressão; f) Câmara

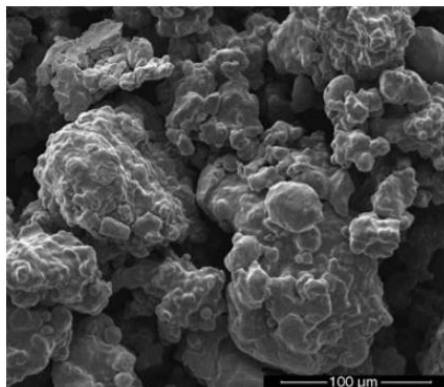


Fonte: Adaptado de DANNINGER et al (2017).

O princípio da atomização da água é desintegrar uma corrente de fusão em queda livre, fornecida a partir de um bocal no funil, por jatos de água. O fundido desintegrado solidifica imediatamente e a superfície oxida. O pó é coletado, seco e, depois reduzido com hidrogênio.

Os pós finais têm uma forma irregular que fornece uma boa força para a peça verde pelo intertravamento das partículas (FIGURA 20). O processo envolve diversas variáveis: a temperatura do material fundido (relacionado à composição); a relação água-metal (10–15 L por 1 kg de pó produzido); o diâmetro do material derretido; o fluxo de metal; a geometria do bocal (quantidade de jatos de água e ângulo de incidência entre água e metal fundido) e a pressão da água. Pressão acima de 15 MPa resultam em tamanhos de partículas de 30 a 100 μm .

Figura 20 – Pó atomizado ASC 100.29 Hoganas AB

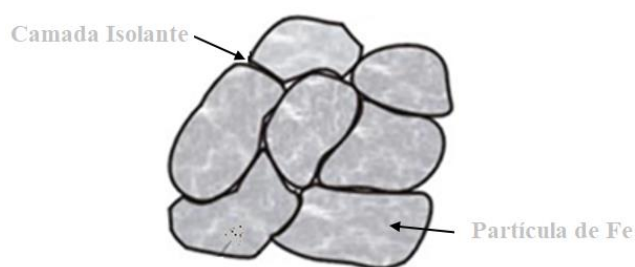


Fonte: Adaptado de DANNINGER et al (2017).

2.7.2 Compósitos Magnéticos Macios

Fabricados via metalurgia do pó, os materiais compósitos magnéticos macios (SMC) são materiais com propriedades eletromagnéticas e que possuem dois ou mais elementos em sua composição. Estes materiais são gerados de minúsculas partículas de pó de ferro cobertas por um material dielétrico, que produz isolamento elétrico aos grãos (FIGURA 21). O pó de ferro é misturado com material dielétrico e lubrificante, como fósforo por exemplo.

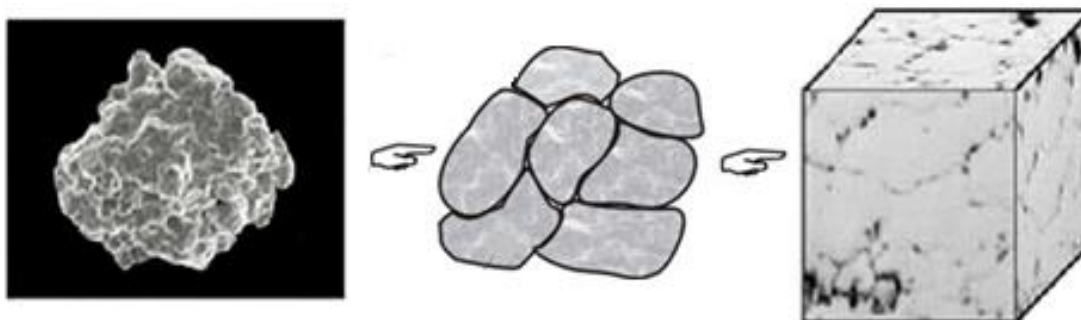
Figura 21 – Representação esquemática do SMC



Fonte: Adaptado de BITTENCOURT (2012).

Esta mistura é colocada em uma matriz e então compactada para gerar peças de material ferromagnético, como mostra a sequência da Figura 22. Após o processo de compactação, o material é levado a um forno para que os grãos de ferro se misturem ao material dielétrico.

Figura 22 – Ilustração do processo de criação de um SMC

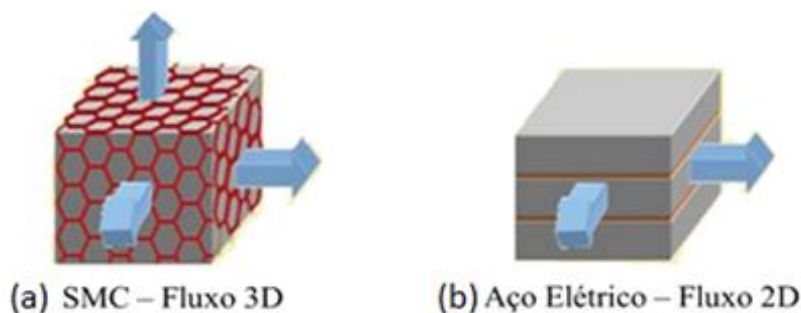


Fonte: Adaptado de CAMPOS (2014) e HOGANAS (2017).

Recomenda-se a utilização destes materiais para construção de núcleos de equipamentos eletromagnéticos sujeitos a campos magnéticos variáveis, por estes materiais possuírem isotropia magnética e alta resistividade elétrica (CAMPOS, 2014; HOGANAS, 2017).

As características dos compósitos magnéticos macios apresentam diferenças mecânicas e eletromagnéticas dos materiais ferromagnéticos convencionais (RONCHI, 2015; UENO, 2016). Conforme Figura 23, o fluxo magnético do SMC é igual nas três dimensões, ou seja, ele é considerado um material 3D.

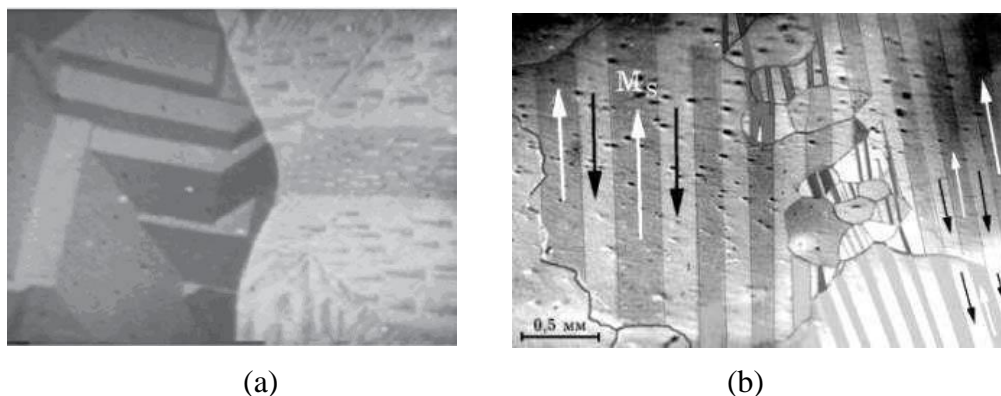
Figura 23 – Direções do fluxo magnético (a) isolamento elétrico dos SMCs e (b) de chapas



Fonte: Adaptado de RONCHI, 2015; UENO, 2016)

Essa característica isotrópica (FIGURA 24-a) é uma vantagem quando inserida ainda na fase de projeto do motor (o do esquerda com plano (100) paralelo a superfície e o da direita com plano próximo a (110)). A máxima permeabilidade relativa no SMC é baixa comparada aos aços laminados. Este valor de permeabilidade ocorre pois o fluxo magnético deve atravessar o material isolante e poros, que não são ferromagnéticos (LANDGRAF, 2002). A Figura 24-b apresenta a orientação dos spins devido aos diferentes domínios magnéticos de um material compósito, característica que possibilita que exista um fluxo magnético em qualquer direção.

Figura 24 – (a) Estrutura de domínios em dois grãos vizinhos e (b) Orientação dos spins devido aos diferentes domínios magnéticos de um material compósito



Fonte: Adaptado de LANDGRAF (2002).

Segundo Landgraf (2002), indução magnética do SMC é diretamente proporcional a densidade do compósito. Sendo assim, a indução de saturação de compósitos SMC de altas densidades pode atingir valores próximos aos dos aços laminados. As perdas nos materiais magnéticos macios podem ser divididas em perdas por ciclo de histerese e perdas por correntes parasitas. Comparados com os aços laminados, o SMC tem perdas maiores por ciclo de histerese e perdas menores por correntes parasitas.

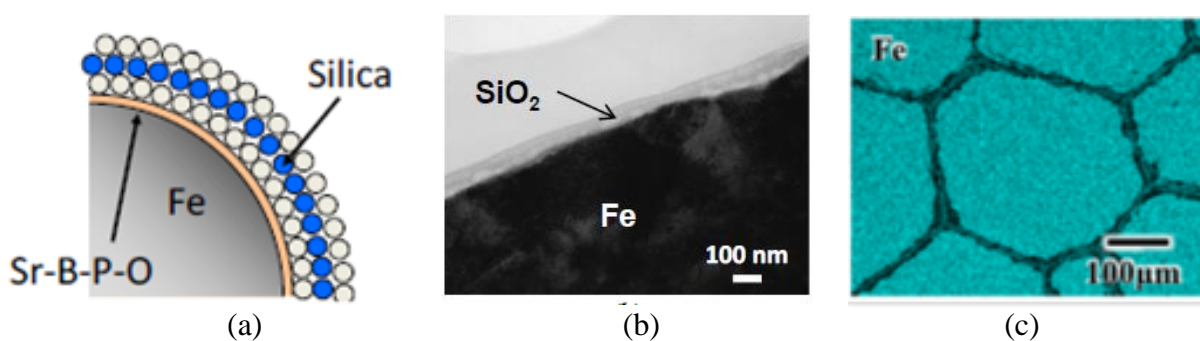
As perdas por curva de histerese aumentam com o aumento da frequência, já as perdas por correntes parasitas possuem dependência quadrática. Se isso for considerado, devido ao aumento da frequência em um determinado momento, as perdas totais serão menores no material SMC do que nos aços laminados. Assim, em aplicações de altas frequências os compósitos SMC apresentam melhores resultados (KROGEN, 2000; LEWIS, 2012).

2.7.3 Camada Isolante

O revestimento isolante que separa individualmente as partículas de pó de ferro em um produto SMC é a característica fundamental desta tecnologia. Sua espessura, cobertura e resistência sob as diferentes operações de processamento são aspectos fundamentais para as propriedades de uma peça magnética. O revestimento isolante tem como principal finalidade aumentar a resistividade e/ou atuação elétrica entre as partículas do material ferromagnético usado no SMC (SHOKROLLAH, 2007). Na maioria dos casos, como material ferromagnético (núcleo da partícula de SMC) utiliza-se o ferro puro, ou pó de ferro baixa liga, com distribuição de tamanho de partículas variados, produzidos por meio de técnicas tradicionais de atomização.

A ilustração da Figura 25-a apresenta uma partícula de ferro sendo recoberta por particulados de fosfato de estrôncio e óxido bórico. Após o processo térmico, é possível observar o surgimento de uma fina camada de dióxido de silício recobrindo a partícula de ferro (ISHIZAKI et al, 2016). A utilização nano-folhas de sílica ou sílica coloidal sobre camadas isolantes compostas por fosfato de estrôncio e óxido bórico, de forma a conseguir camadas isolantes em partículas de ferro em pó com mais alta resistividade elétrica.

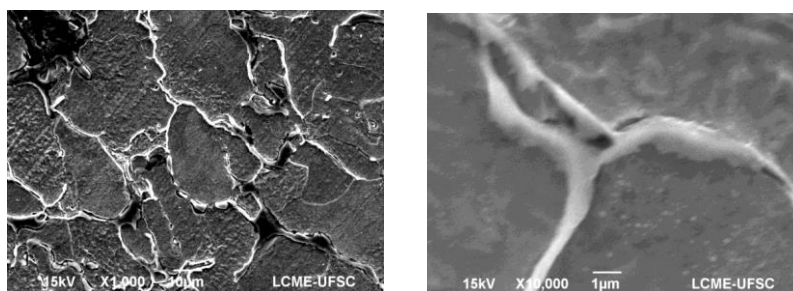
Figura 25 – (a) Ilustração da partícula de ferro sendo recoberta. (b) Fina camada de dióxido de silício recobrindo a partícula após tratamento térmico (c) Isolamento entre partículas.



Fonte: Adaptado de ISHIZAKI et al (2016).

O principal inconveniente relacionado com a utilização de partículas de ferro metálico na M/P é sua instabilidade frente à oxidação na atmosfera ambiente. A deposição de sílica sobre as partículas magnéticas tem sido investigada extensivamente. O recobrimento com sílica (FIGURA 26) apresenta vantagens como excepcional estabilidade das dispersões aquosas, fácil modificação de superfície, permite o controle da distância entre os caroços e das interações entre as partículas através da espessura da casca (ZHU et al, 2011).

Figura 26 – Fina camada de dióxido de silício recobrindo a partícula após



Fonte: Adaptado de TONTINI (2017).

3 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para o desenvolvimento deste trabalho de conclusão, inicialmente foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte atual no âmbito nacional e internacional referente aos compósitos magnéticos macios e sua aplicação e caracterização em motores de indução.

Finalizada os estudos dos pós, se iniciou os experimentos no Laboratório de Transformação Mecânica (LdTM) da Universidade Federal do Rio grande do Sul (UFRGS), desenvolvendo um anel de Rowland com material SMC de forma a estudar seus parâmetros magnéticos, principalmente no que diz respeito à formação da camada isolante. Esta concepção permitiu comparar as características deste material com parâmetros já coletados na revisão bibliográfica.

O desenvolvimento de uma rota de pesquisa, simulação dos elementos magnéticos levantados a partir dos materiais produzidos deverão auxiliar numa futura concepção de um motor elétrico de indução (rotor e estator) com novas tecnologias e novo design, associado a análise de desempenho via Métodos de Elementos Finitos (FEM).

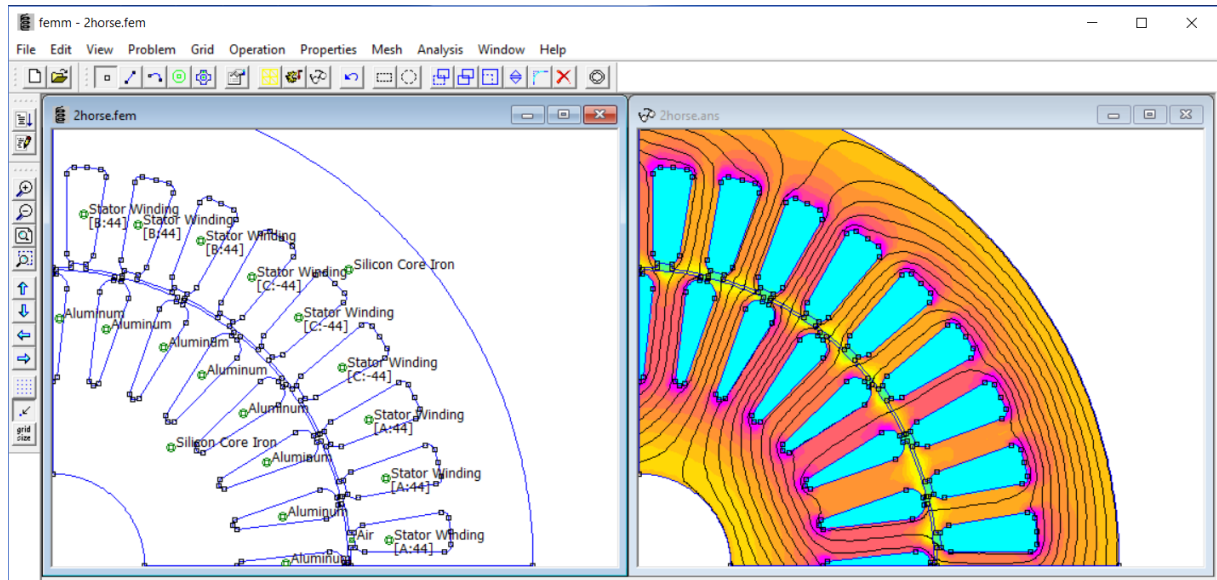
3.1 Simulação de materiais magnéticos

A simulação de materiais magnéticos auxilia no levantamentos dos parâmetros elétricos e magnéticos do material tendo em vista a trabalhosa tarefa de concepção dos corpos de prova. Abaixo são apresentados alguns exemplos da utilização deste métodos de simulação.

3.1.1 Simulação em 2D

Uma alternativa é a utilização do FEMM 4.2, um software gratuito de simulação de problemas magnéticos diversos, que utiliza o método de elementos finitos para o processamento computacional. Uma desvantagem deste software é que sua simulação ocorre somente em duas dimensões, como pode ser visto na Figura 27, que mostra a simulação feita para verificação do campo magnético gerado num motor CA.

Figura 27 – Exemplo de Simulação de motor CA com o FEMM 4.2.

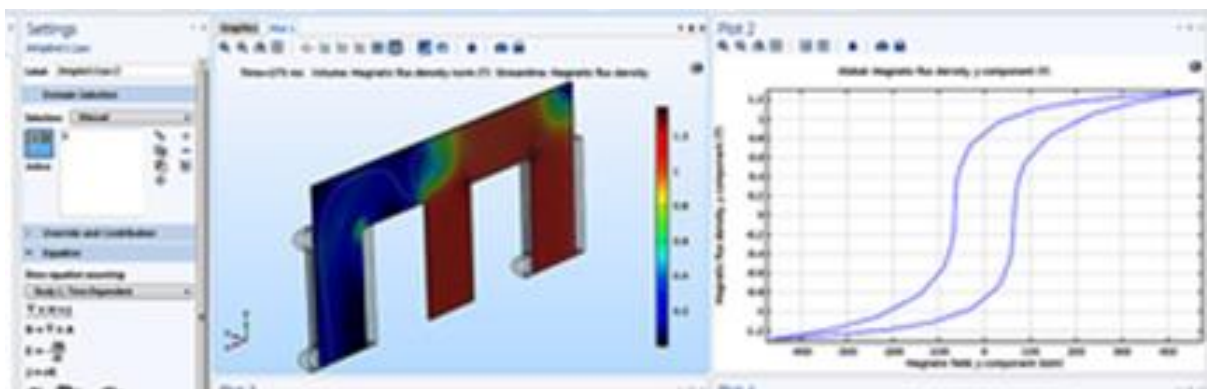


Fonte: Do Autor.

3.1.2 Simulação em 3D

Como mencionado na revisão da literatura, os materiais SMC são especialmente adequados para a construção de máquinas de fluxo 3D. Desta forma, a utilização de softwares de simulação mais complexos deverão ser empregados, citando-se o Comsol Multiphysics (FIGURA 28) e o Ansys Maxwell, apresentado na Figura 29.

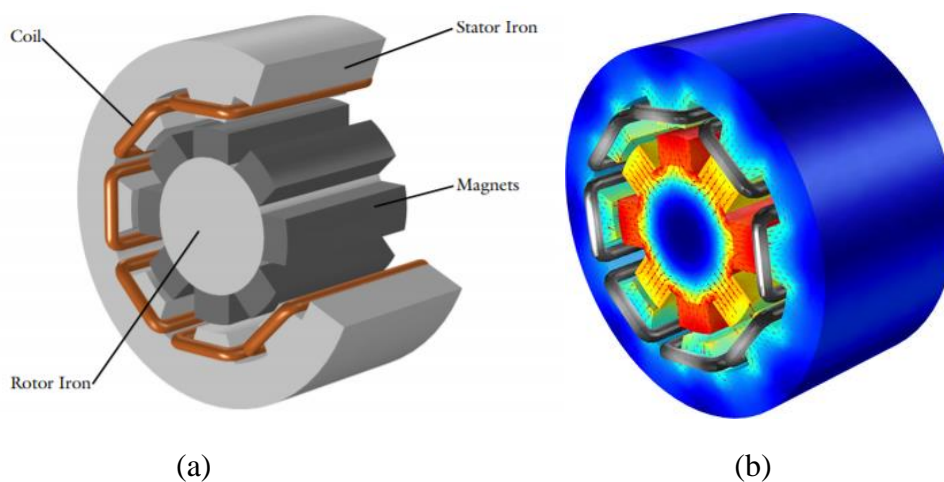
Figura 28 – Levantamento da curva de Histerese de um núcleo de transformador



Fonte: Do Autor.

Com estas simulações pode-se rapidamente parametrizar o comportamento do campo magnético no núcleo do rotor e estator do motor. Desta forma, é possível efetuar ajustes de projeto tanto no design quanto nos materiais desenvolvidos.

Figura 29 – Simulação em 3D. (a) Estrutura do motor (b) Comportamento magnético.



Fonte: Do Autor.

3.2 Desenvolvimento do SMC no LdTM

A caracterização desses materiais pode ser feita por meio de corpos de prova, que proporcionam as análises das propriedades físicas e magnéticas de cada material, comparando estas com resultados já existentes em literatura. A geometria de cada matriz estão relacionadas a seguir, conforme Figura 30.

Figura 30 – Matriz para compactação dos corpos de prova na forma de anel. (a) punção superior; (b) matriz interna; (c) punção inferior; (d) matriz externa



Fonte: Adaptado de GUIMARAES (2015).

A Figura 31 apresenta as matrizes utilizadas para compactar um anel no LdTM com o pó base Somaloy 700 3P da HOGANAS AB, para levantamento dos parâmetros magnéticos (curva de histerese, curvas de magnetização, etc...).

Figura 31 – Anel ainda “verde” após o processo de compactação



Fonte: Do Autor.

Para o ensaio de histerese faz-se necessário a preparação da amostra (FIGURA 31), depois na bobinagem (enrolamento de fios de cobre) de espiras primárias e secundárias no anel, conhecidas como Anel de Roland (FIGURA 32). O procedimento consiste em: isolar o anel com filme plástico para evitar descascamento do fio esmaltado, enrolamento de espiras secundárias AWG 26 (0,41mm de diâmetro). Posteriormente novo isolamento, seguido de enrolamento das espiras primárias AWG 23 (0,57mm de diâmetro).

Figura 32 – Etapas de preparação das amostras: (a) isolamento, (b) enrolamento secundário, (c) isolando secundário e (d) enrolamento do primário



Fonte: Do Autor.

3.2.1 Bobinagem das Amostras

Os ensaios objetivam mensurar a taxa de perda de energia e confeccionar gráficos característicos do ciclo de histerese e magnetização em materiais elétricos. Primeiramente deve-se considerar um anel com as dimensões mostradas na Figura 33. Efetuar o passa-a-passo a seguir:

- a) Pesar a amostra sinterizada em balança de precisão (0,01);
- b) Medir as seguintes dimensões da peça e obter a média:
 - Diâmetros interno e externo - 3 medidas.
 - Altura - 5 medidas.
 - Espessura - 3 medidas

$$\frac{(\phi_{ext} - \phi_{int})}{2} \quad (39)$$

onde:

ϕ_{ext} diâmetro externo e ϕ_{int} diâmetro interno, ambos em [mm]

- c) Calcular a Seção transversal, em mm²;

$$(\text{raio ext} - \text{raio int}) \times h \quad (40)$$

- d) Calcular a densidade do anel sinterizado por um dos métodos abaixo (preferencialmente por Arquimedes devido a maior precisão):

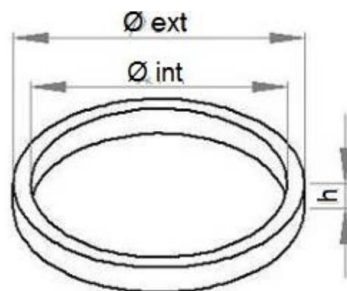
- Método Geométrico:

$$\text{Densidade} = \frac{\text{massa}}{\pi \cdot h \cdot \left(\frac{\phi_{ext}^2}{4} - \frac{\phi_{int}^2}{4} \right)} \quad [\text{g/cm}^3] \quad (41)$$

- Método Arquimedes:

$$\text{Densidade} = \frac{\text{massa}}{\text{Empuxo}} \quad [\text{g/cm}^3] \quad (42)$$

Figura 33 – Anel: $\phi_{ext} = 50\text{mm}$; $\phi_{int} = 41\text{mm}$; $h = 5\text{mm}$



Fonte: Adaptado de GUIMARAES (2015).

Para levantamento da curva de histerese do material, deve-se efetuar a correta bobinagem da amostra (anel). Esse procedimento é visto a seguir:

- a) Isolar peça (fita isolante ou plástico), para evitar que os cantos em 90 graus removam o esmalte isolante do fio AWG;
- b) Cortar 6 metros de fio de cobre (AWG 27) e efetuar a bobinagem secundário (interno), com o auxílio de um carretel, o mais próximo possível um do outro. Deixar cerca de 10 cm de sobra para posterior conexão no dispositivo de ensaios (TCH);

Figura 34 – Método de bobinagem (secundário), utilizando um carretel



Fonte: Do Autor.

- c) Contar o número de espiras do secundário. Pode-se tirar foto da peça bobinada e contar o número de espiras utilizando o *Paint* por exemplo;
- d) Isolar novamente (fita isolante ou plástica). O próximo bobinamento (primário) deverá começar na extremidade oposta ao fio de sobra do bobinamento anterior (secundário);
- e) Cortar 5 metros de fio de cobre esmaltado (AWG26), e com o auxílio de um carretel, efetuar bobinamento primário;
- f) Contar o número de espiras do primário (repetir o passo 3);
- g) Calculo da densidade de expiras do primário, sendo \varnothing em metros

$$d_{pri} = \frac{N^{\circ} \text{ de espiras primário}}{\pi ((\varnothing_{\text{externo}} + \varnothing_{\text{interno}})/2)} \quad (43)$$

Assim, para os anéis da Figura 35, que representam duas amostras de diferentes materiais, montou-se a seguinte tabela:

Tabela 1 – Levantamento dos parâmetros de cada amostra

| Ligas | Diâmetro Interno | Diâmetro Externo | Altura | Espessura | Massa | Densidade | No. Voltas | | Dens. Esp. primário | Seção Transversal |
|----------------|------------------|------------------|--------|-----------|--------|-----------------------|------------|-----|---------------------|-------------------|
| | | | | | | | Pri | Sec | | |
| | [mm] | [mm] | [mm] | [mm] | [g] | [Kg/cm ³] | | | | [mm] |
| Somaloy | | | | | | | | | | |
| 3P | 41,92 | 50,05 | 5,21 | 4,18 | 20,706 | 6767,76 | 178 | 258 | 1232,16 | 21,778 |
| | | | | | | | | | | |
| Somaloy | | | | | | | | | | |
| 3P 0,2 StZn | 41,91 | 50,04 | 4,83 | 4,31 | 21,145 | 7456,61 | 160 | 256 | 1107,80 | 20,817 |
| | | | | | | | | | | |

As amostras bobinadas de acordo com o procedimento mostrado nesta seção são apresentadas abaixo. Note que a diferença entre o número de voltas (158 para 178) é devido ao forma manual de como os anéis são bobinados, sendo quase impossível que um fique igual ao outro. Essa diferença não é problema, visto que o software de medição faz a compensação de acordo com os parâmetros calculados na Tabela 1.

Figura 35 – Anéis para levantamentos das curvas b.h



Fonte: Do Autor.

3.2.2 Propriedades magnéticas (curva de histerese e magnetização)

Para a obtenção da curva de histerese e magnetização, tendo como base a norma ASTM A773/A 773M-01 foram confeccionados os anéis de Rowland e em seguida feito os testes com o

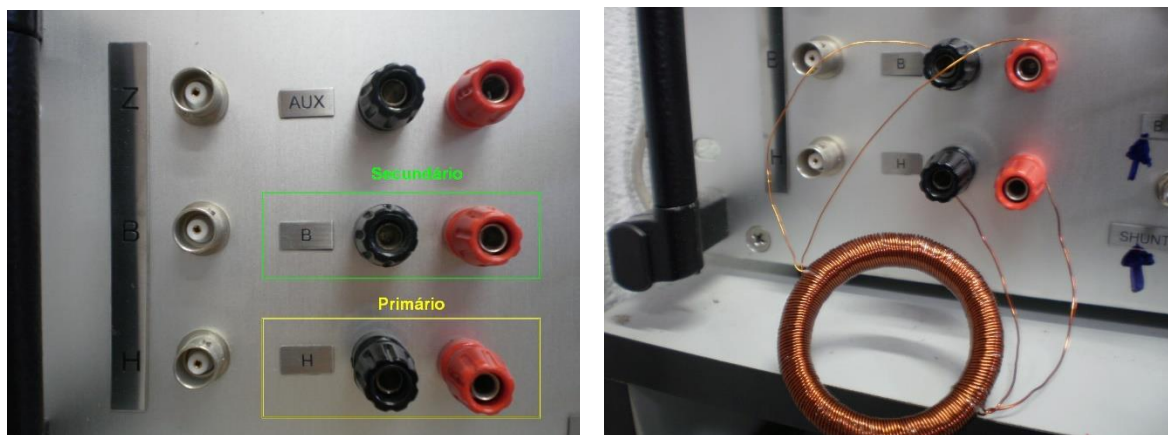
equipamento e o software para a aquisição dos dados modelo TLMP-FLX-D, da Global Mag (FIGURA 36). Para todas as amostras, utilizou-se durante o ensaio corrente de 5 A em 0,05 Hz. Já a Figura 37 apresenta o esquema de ligação, (secundário no “B” e o primário no “H”).

Figura 36 – Traçador de curvas de histerese magnética TLMP-TLD-X



Fonte: Do Autor.

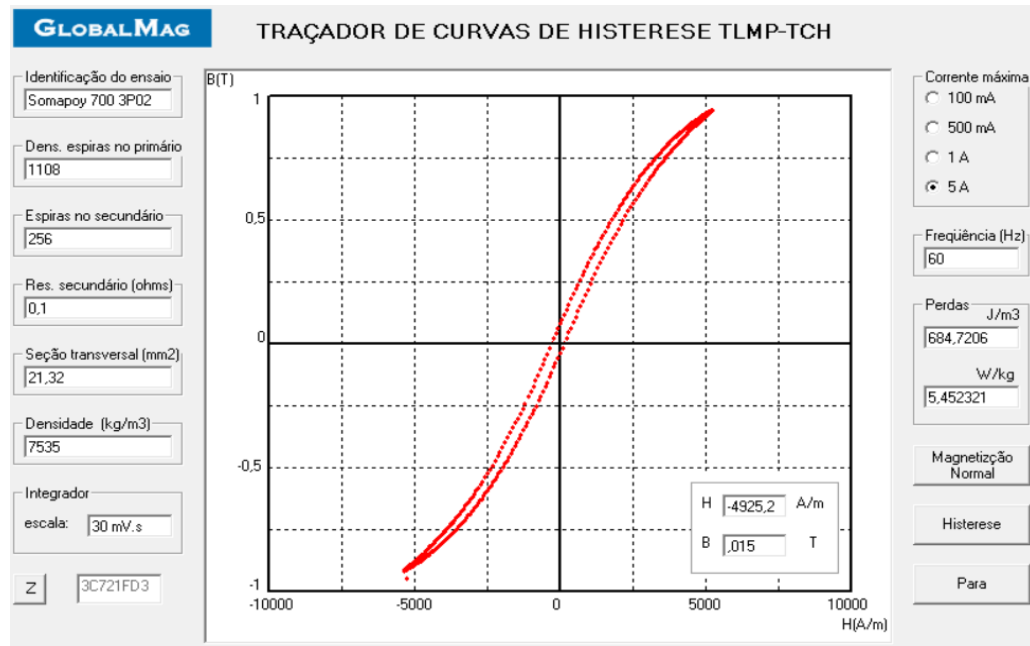
Figura 37 – Conexão do corpo de prova ao equipamento



Fonte: Do Autor.

O próximo passo é inserir os dados calculados na Tabela 1 em cada um dos campos existentes na interface de software do equipamento TLMP-TLD-X. Tanto o cálculo correto dos parâmetros construtivos de cada anel quanto o devido preenchimento dos campos é de fundamental importância para a acurácia da curva que será adquirida. A Figura 38 mostra um exemplo do teste com o anel Somaloy 700 3P 0,2Zn.

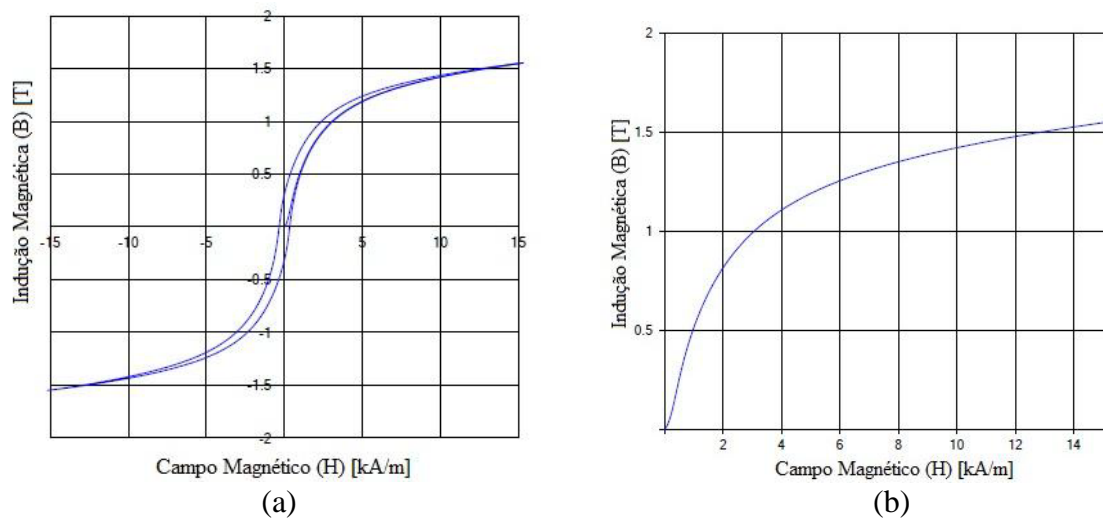
Figura 38 – Exemplo do teste com o anel Somaloy 700 3P 0,2Zn



Fonte: Do Autor.

As curvas de histerese obtidas foram típicas de materiais magnéticos macios, sendo que destas curvas é possível retirar-se propriedades magnéticas importantes como a indução de saturação, magnetismo remanente e força coercitiva. A indução de saturação ou indução máxima, pode ser visualizada a partir dos valores de campo onde a indução tende a permanecer constante. A Figura 39 mostra uma das curvas obtidas ao teste estático ou CC (frequência de 0,05 Hz).

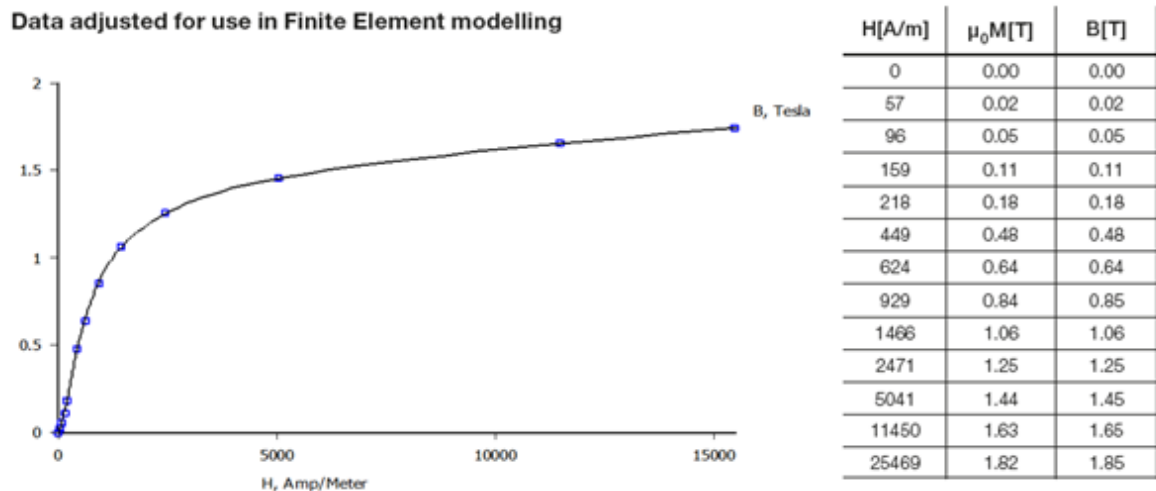
Figura 39 – Parâmetros magnéticos CC do Somaloy 700 3P. (a) curva de histerese e (b) curva de magnetização



Fonte: Do Autor.

É importante observar a semelhança entre as curvas obtidas das amostras sinterizadas (FIGURA 39.b) e os valores fornecidos pela Hoganas AB para o Somaloy 700 (FIGURA 40).

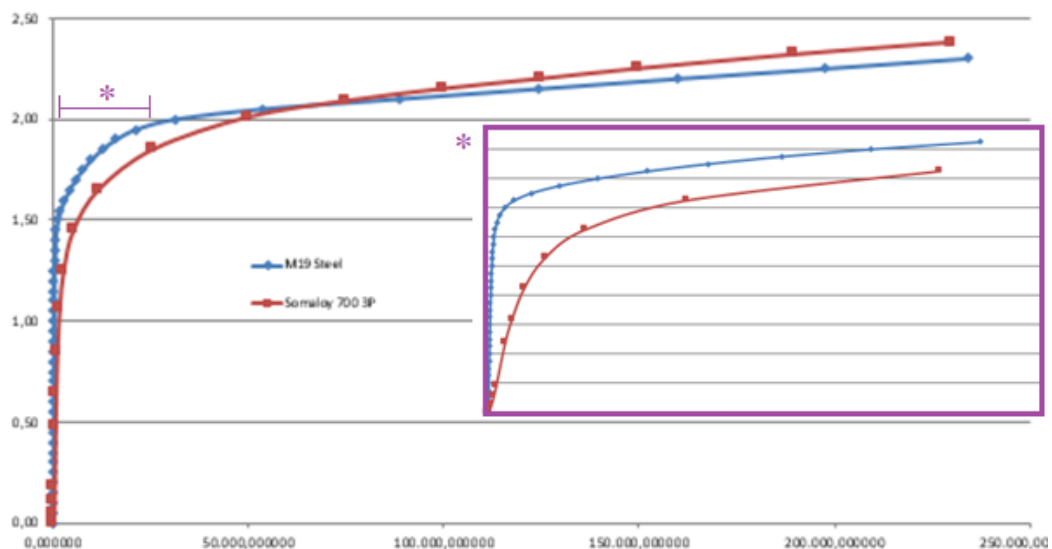
Figura 40 – Curva de magnetização e respectivos valores B.H para o Somaloy 700 3P



Fonte: Adaptado de HOGANAS (2018).

Comparando os dados da amostra sinterizada com os dados das chapas laminadas, esta possui uma indução magnética (B) um pouco menor para campos (H) abaixo de 60 kA/m, como mostra a Figura 41. Porém, para campos magnéticos acima dos 70 kA/m, os SMCs apresentam um ponto B de saturação superior aos laminados.

Figura 41 – Curva de magnetização para o Somaloy 700 3P e chapas laminadas.

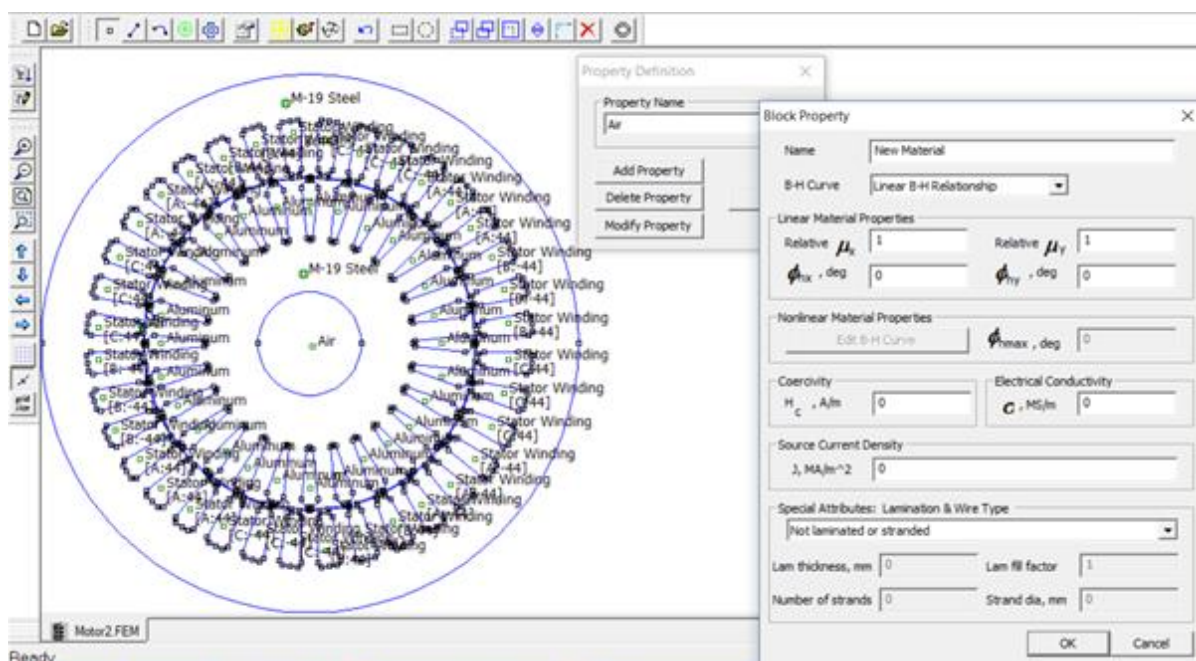


Fonte: Do Autor.

3.2.3 Inserção dos parâmetros magnéticos no FEMM

Uma forma de testar o material sinterizado é avaliar seu comportamento via simulação, como descrito na seção 2.6.6. Para tanto, é necessário, além do desenho em CAD do motor que se quer simular, criar um novo material no FEMM 4.2 e inserir os parâmetros coletados nos testes magnéticos. A Figura 42 mostra esse procedimento, no qual os dados B e H que correspondem à curva de magnetização do material são inseridos e salvos no programa. Além destes dados, informações como resistividade elétrica do material, condutividade entre outros dados podem ser inseridos, caso necessário.

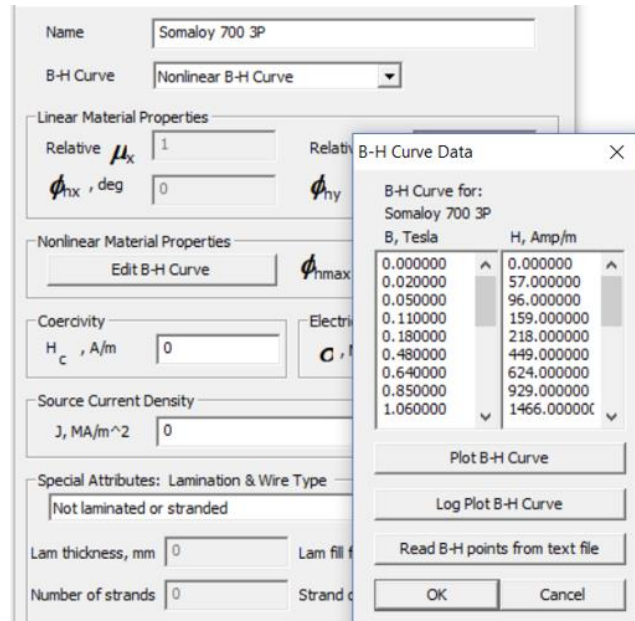
Figura 42 – Tela do software FEMM 4.2 (CAD do motor e inserção do novo material)



Fonte: Do Autor.

Já a Figura 43 mostra como são inseridos os parâmetros magnéticos do novo material, identificado como Somaloy 700 3P. Como necessita-se apenas da curva de magnetização deste material para a simulação, pode-se deixar os valores de resistividade e coercividade em zero.

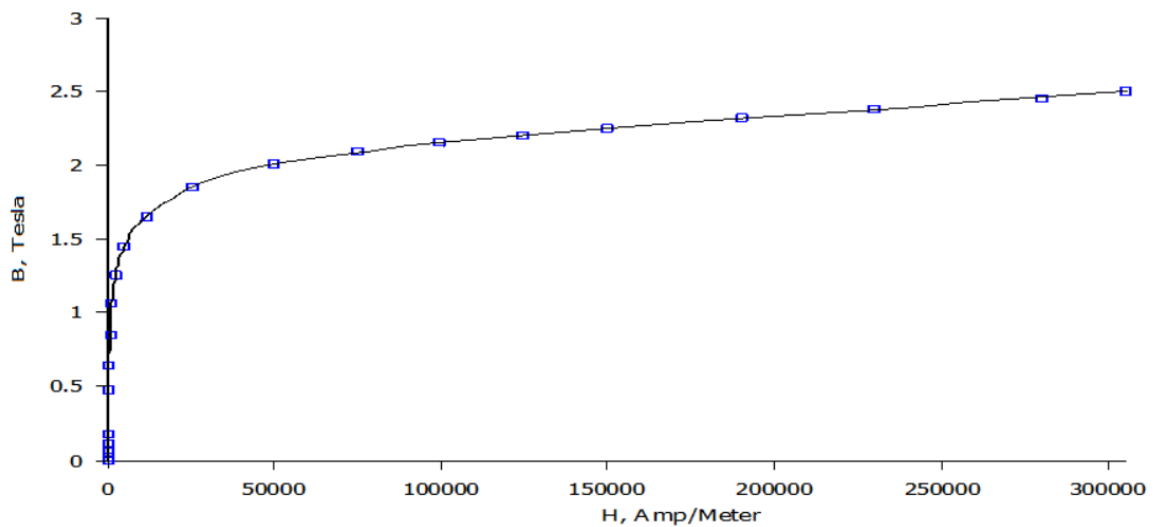
Figura 43 – Inserção dos parâmetros magnéticos do material Somaloy 700 3P.



Fonte: Do Autor.

A Figura 44 apresenta a curva de magnetização respectiva aos parâmetros magnéticos do Somaloy inseridos na figura anterior, o que confere com os gráficos apresentados no manual do fabricante.

Figura 44 – Plotagem dos dados da curva de magnetização da amostra Somaloy 700.



Fonte: Do Autor.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

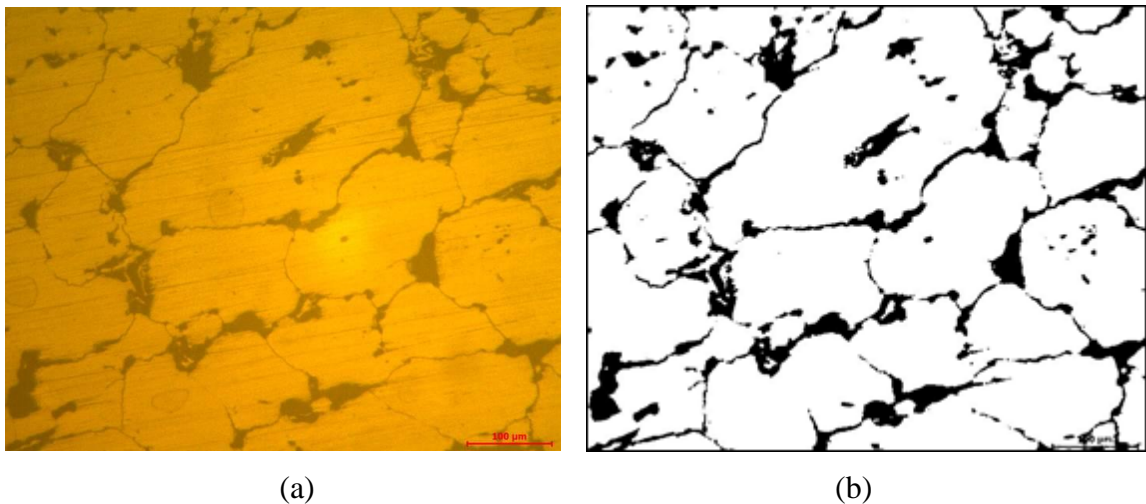
Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos nas simulações para os seguintes objetivos: (i) análise do fluxo magnético induzido em uma imagem metalográfica da amostra Somaloy 700 3P; (ii) análise do fluxo magnético induzido em uma imagem metalográfica de uma chapa laminada de aço silício; e (iii) análise do fluxo magnético induzido em um novo design de rotor para utilização em motores de relutância síncrona.

4.1 Simulação de materiais SMC

A simulação de materiais magnéticos auxilia no levantamentos dos parâmetros elétricos e magnéticos do material tendo em vista a trabalhosa tarefa de concepção dos corpos de prova. Desta forma, o estudo do comportamento magnético de um SMC a partir de uma imagem metalográfica proporciona uma rápida análise e possibilita mudanças de parâmetros de forma a encontrar uma composição de liga e características mecânicas como maior compactação para diminuição dos poros.

Assim, a ideia é determinar o comportamento do fluxo magnético para materiais sinterizados, utilizando como referência uma imagem da estrutura cristalográfica de uma das amostras utilizadas neste estudo (FIGURA 45).

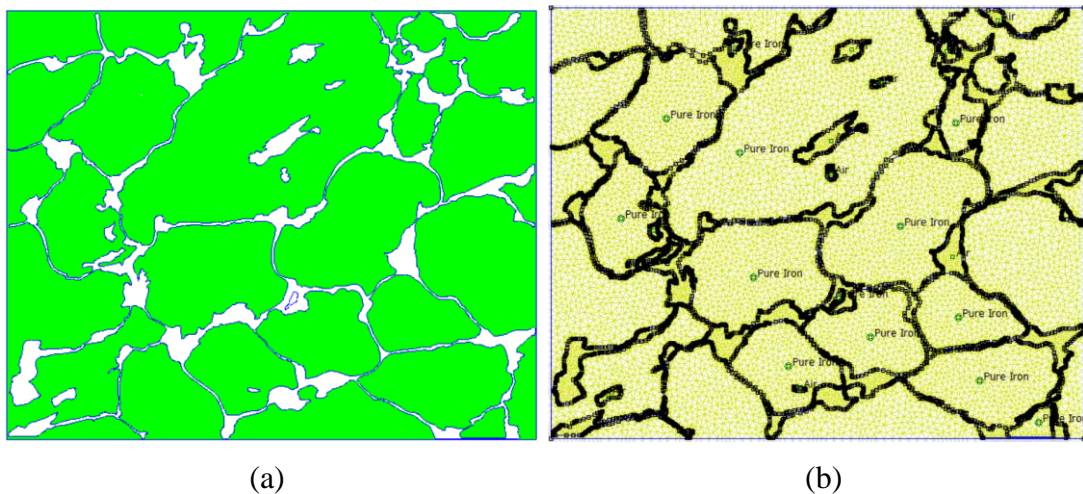
Figura 45 – (a) Imagem metalográfica do Somaloy 700 3P e (b) imagem binarizada.



Fonte: Do Autor.

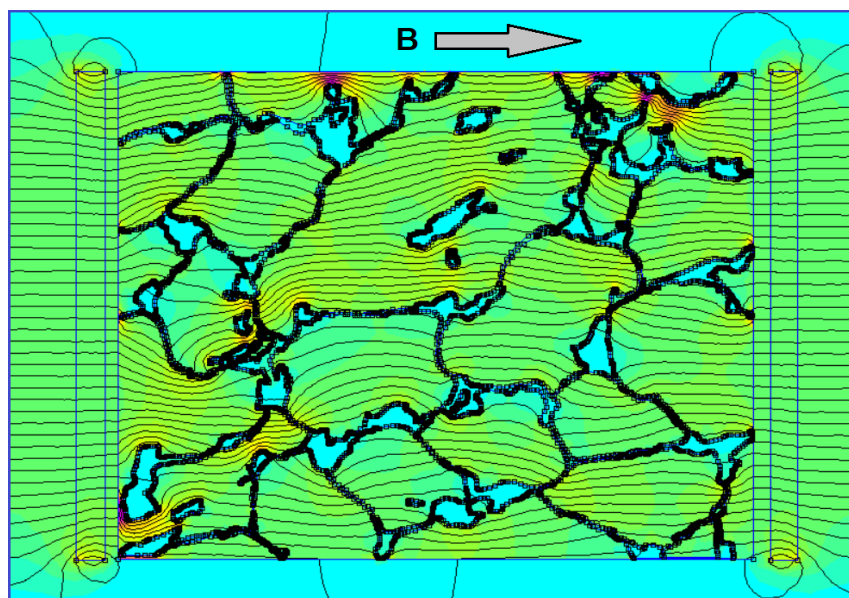
Após o tratamento da imagem e a geração de contornos de cada um dos grãos, é possível dar início ao processo de criação do modelo e posterior simulação deste material. Os grãos podem ser visualizados na Figura 46.a, em verde. O tamanho dos grãos varia de 70 μm até 125 μm aproximadamente. Já a Figura 46.b mostra o processo de nomeação de cada área (área composta por toda a extensão do contorno), e a criação da malha (*mesh*) utilizada pelo método de elementos finitos do compilador do FEMM.

Figura 46 – (a) Grãos em verde e poros/isolamento em branco. (b) Os grãos são nomeados como ferro puro e os poros/isolamento como ar.



Fonte: Do Autor.

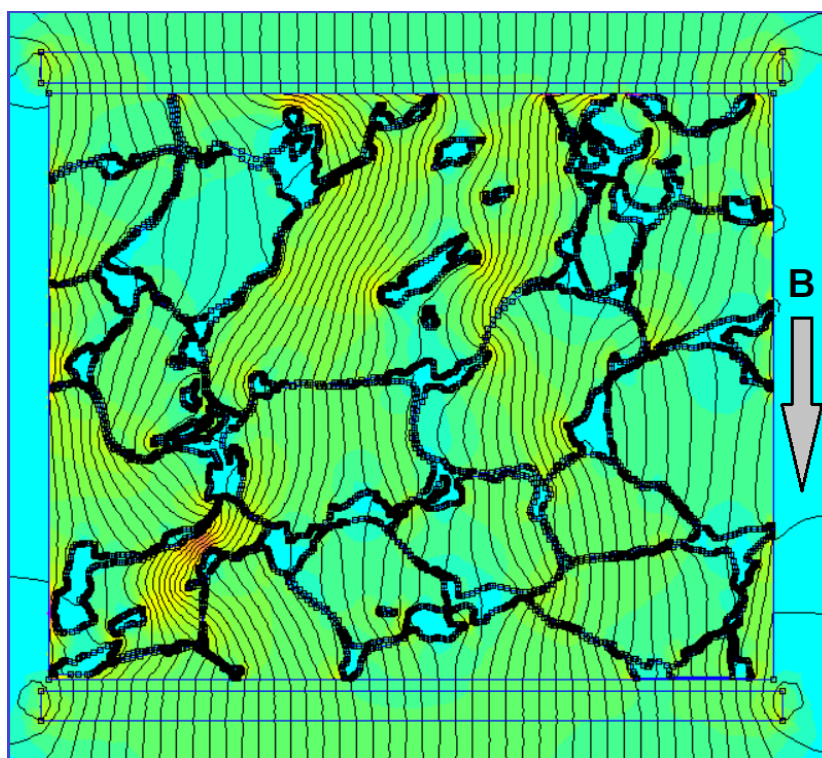
Figura 47 – Campo magnético aplicado da esquerda para a direita, criando um fluxo magnético induzido na horizontal.



Fonte: Do Autor.

Depois de compilado pode-se visualizar o resultado da simulação a partir do modelo criado anteriormente no FEMM. Diferentes parâmetros podem ser analisados, além das linhas de fluxo que são mais visuais. A análise do fluxo magnético induzido em uma imagem metalográfica da amostra Somaloy 700 3P podem ser observadas na Figura 47 e na Figura 48, que apresentam a aplicação de um campo magnético horizontal e vertical, respectivamente.

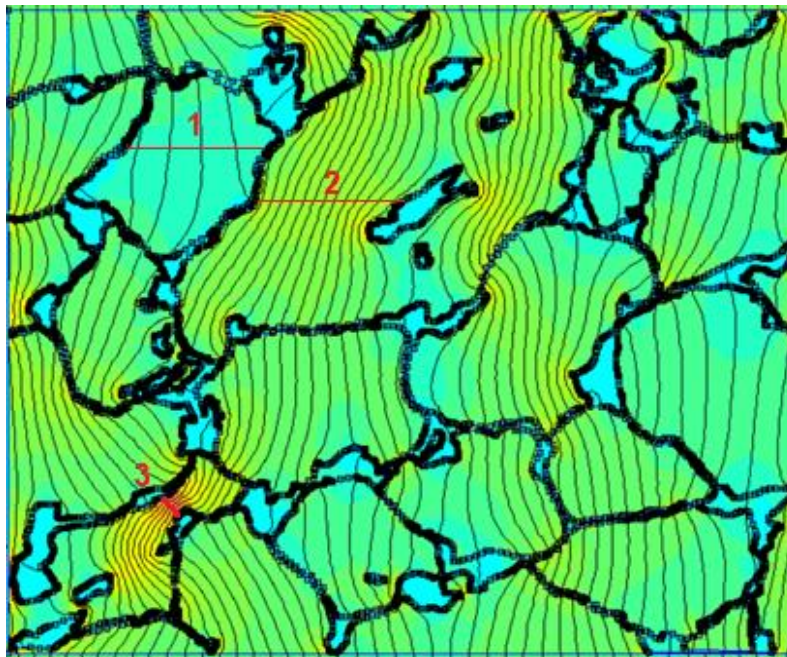
Figura 48 – Campo magnético aplicado de cima para baixo, criando um fluxo magnético induzido na vertical.



Fonte: Do Autor.

Já na Figura 49 é feita uma medição da intensidade de fluxo magnético induzido em cada uma das partículas de ferro. São feitas 3 medições, onde a linha número 1 apresenta um B igual a 0,19 Tesla. Na linha número 2 o B corresponde a 0,76 Tesla. Por fim, a linha número 3 apresenta o maior valor de B , em torno de 1,7 Tesla, devido a diminuição drástica da largura do grão. Em alguns regiões há uma passagem de fluxo magnético reduzido devido ao fato de que a camada isolante do grão ser mais espessa, fazendo com que as linhas de fluxo optem por outros caminhos de menor resistência. Outro fator importante a ser observado refere-se à existência de poros (buracos), devido à pouca pressão utilizada na prensagem da amostra.

Figura 49 – Medição da passagem de fluxo magnético em diferentes caminhos (grãos).

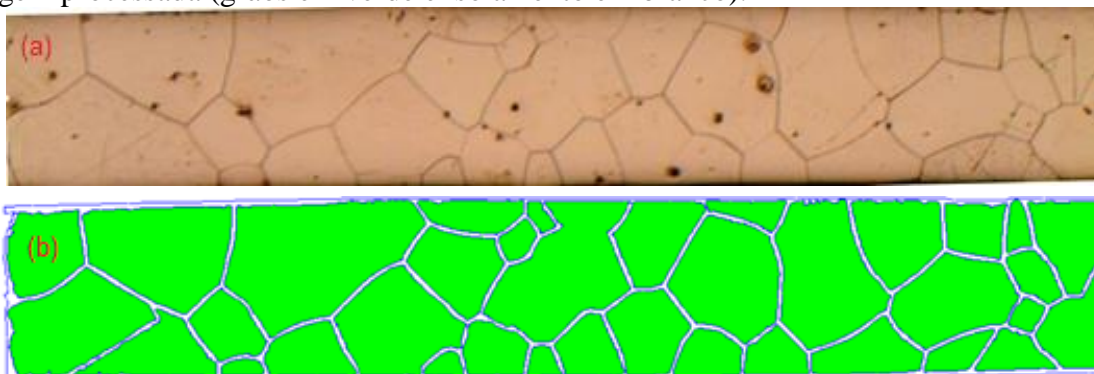


Fonte: Do Autor.

4.2 Simulação de chapas laminadas

A simulação de chapas laminadas auxilia na comparação dos parâmetros levantados para os SMCs, além de proporcionar uma rota de estudo de forma a possibilitar ajustes nos modelos de forma a atingir comportamentos similares entre os dois materiais. A Figura 50.a mostra uma metalografia transversal de uma chapa laminada de grão não orientado. Já na Figura 50.b é possível observar os contornos bem definidos de cada grão (em verde). Também observa-se a não existência de poros (vazios), o que é mais comum nos materiais sinterizados.

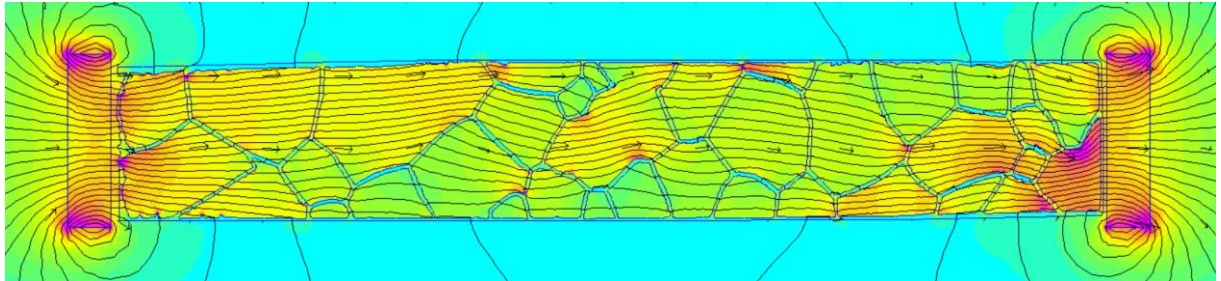
Figura 50 – (a) Imagem metalográfica de uma chapa laminada de grão não orientado e (b) imagem processada (grãos em verde e isolamento em branco).



Fonte: Do Autor

Por fim, na Figura 51, observa-se um fluxo magnético mais homogêneo em toda a peça, bem o que se espera de uma chapa laminada.

Figura 51 – Campo magnético aplicado criando um fluxo magnético na horizontal.



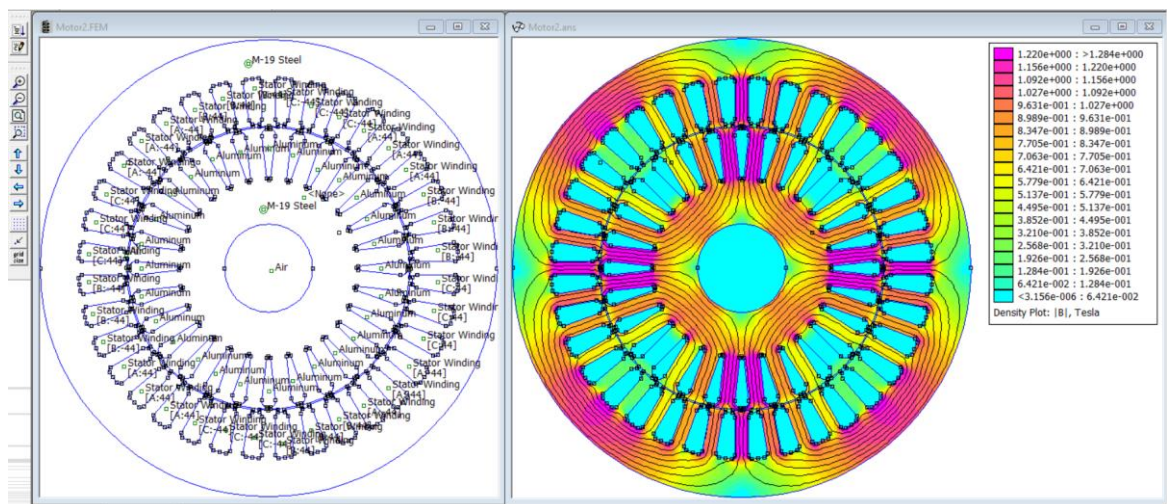
Fonte: Do Autor.

4.3 Simulação de motores trifásicos de indução

A simulação de motores de indução tem o intuito de verificar o funcionamento do motor sem que este seja montado na prática. Os resultados levantados na simulação, comparados com os parâmetros já conhecidos, propiciam uma rota de estudo de forma a possibilitar ajustes nos materiais SMC sem que haja a necessidade da construção de um novo motor.

Assim, a Figura 52 mostra a simulação deste motor de indução trifásico, que é montado com chapas laminadas típicas (M-19 Steel). É possível observar nos resultados que a indução magnética máxima ficou próxima a 1,22 T para uma corrente de pico de 1 A.

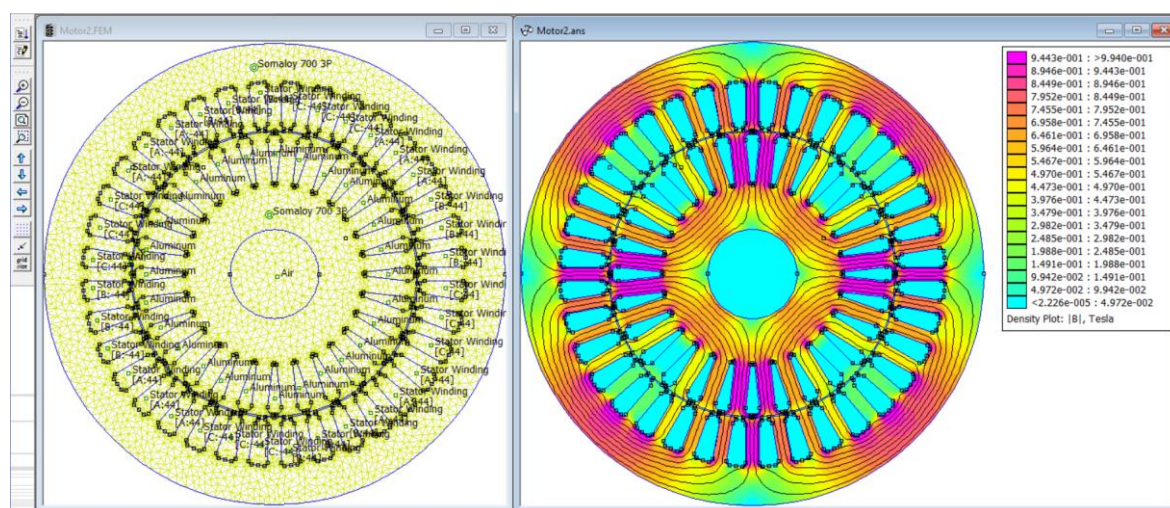
Figura 52 – Simulação de um motor utilizando chapas laminadas (M-19 Steel).



Fonte: Do Autor.

Já na Figura 53 o material utilizado foi o Somaloy 700 3P, sendo observado uma diminuição (aproximadamente 18,5%) no fluxo magnético induzido ($B = 0,9443$ T), para a mesma corrente 1 A. Esta diferença na indução de fluxo é explicado na página 56 visto que o Somaloy possui uma rampa de magnetização inicial mais inclinada que o M-19, ou seja, para valores de corrente menores, o Somaloy irá ter um menor rendimento que o material laminado.

Figura 53 – Simulação de um motor utilizando os parâmetros do pó Somaloy 700 3P



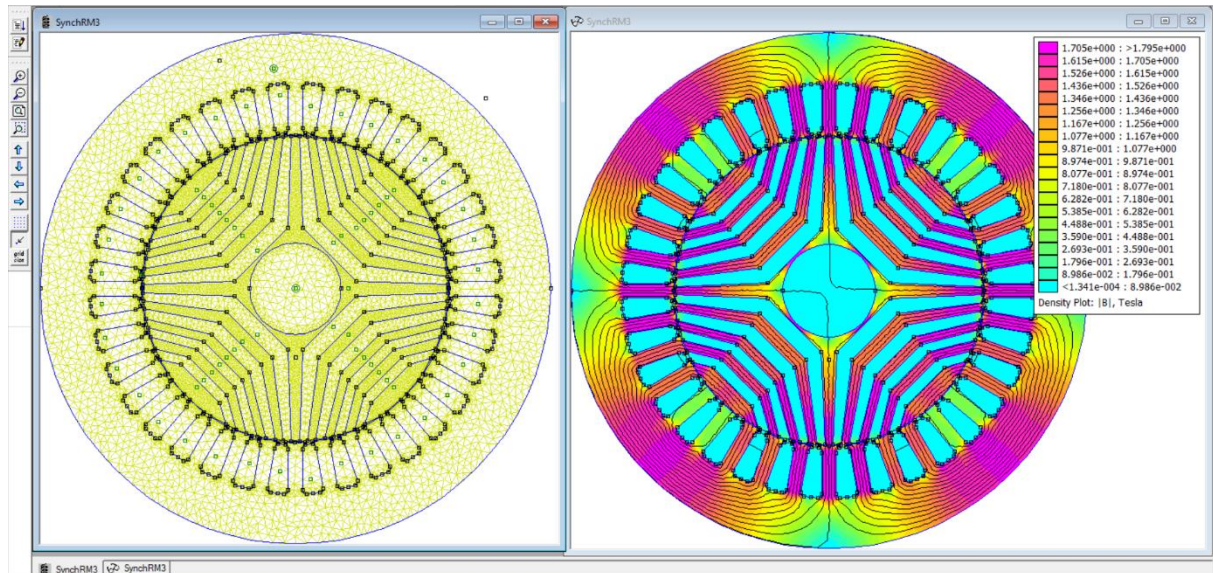
Fonte: Do Autor.

4.4 Simulação de um motor de relutância síncrona (SynRM)

A partir das simulações feitas com cada um dos materiais citados neste trabalho, foi dado início ao desenvolvimento de um motor de indução com um novo design de seu rotor, o qual deverá ser produzido tanto por metalurgia do pó quanto por chapas laminadas.

Não se trata de algo inovador, visto que já existem motores comerciais deste tipo, chamados motores de relutância síncrona (SynRM). O ineditismo refere-se à aplicação a confecção do rotor via metalurgia do pó, diminuindo a quantidade matéria prima a ser utilizada bem como o número de etapas de construção do motor. A Figura 54 mostra o modelo do motor SynRM e sua respectiva simulação.

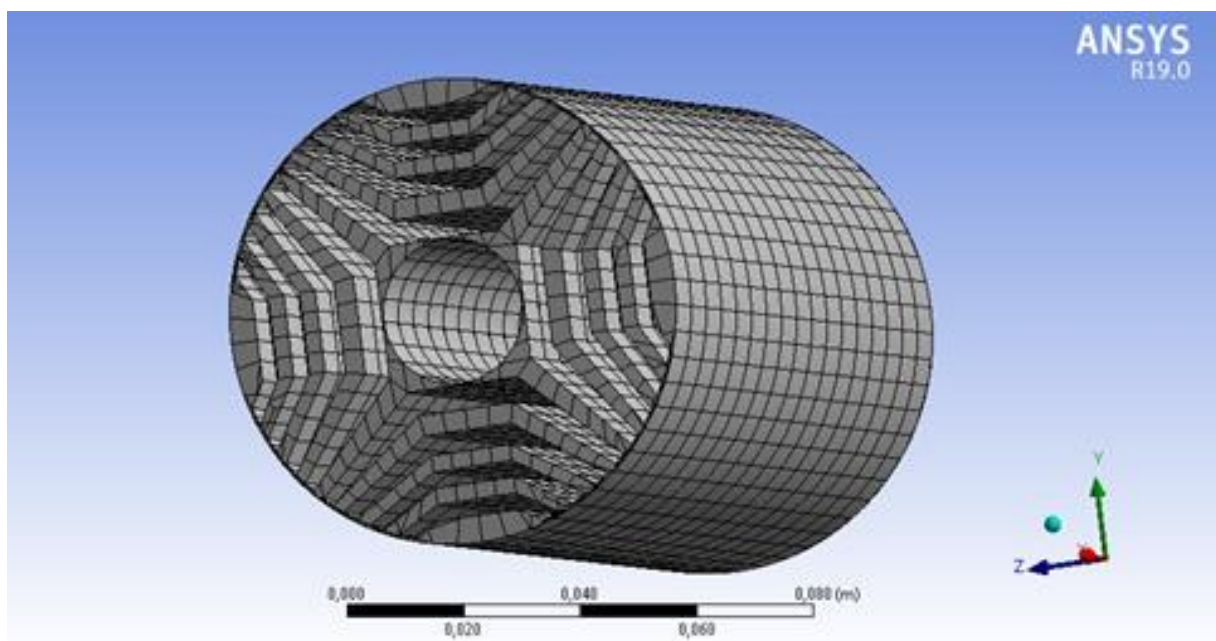
Figura 54 – Simulação de um motor de relutância síncrona (SynRM)



Fonte: Do Autor.

A partir do modelo feito no FEMM, que simula somente 2D, deu-se início a um novo projeto, no software Ansys, para análises em 3 dimensões. Como este desenvolvimento apresenta certa complexidade, este estudo será tema para discussões futuras.

Figura 55 – Simulação de um motor utilizando os parâmetros do pó Somaloy 700 3P



Fonte: Do Autor.

5 CONCLUSÃO

Neste estudo foram analisadas as propriedades eletromagnéticas de materiais SMC (*Soft Magnetic Composites*) e uma metodologia para sua possível aplicação em motores de indução trifásicos via simulação por FEMM foi criada. Por meio do desenvolvimento deste trabalho pode-se analisar as características dos compósitos magnéticos macios, tanto experimentalmente quanto por simulação, da liga Somaloy 700 3P, da empresa Höganäs AB.

A análise em fase amostral dos materiais foi utilizada para o levantamento das propriedades físicas e magnéticas, onde foi possível a comparação com valores obtidos na literatura, seja com trabalhos anteriores como também com a fabricante do material. Posteriormente, estes parâmetros foram inseridos em ambiente de simulação e o comportamento eletromagnético do material foi observado, além de um comparativo entre esta liga e os motores convencionais montados a partir de chapas laminadas.

Os resultados encontrados nas simulações apresentam um rendimento menor da liga Somaloy 700 3P, porém sua utilização um *design* em 3D que aumente a intensidade de campo magnético acarretará em um aumento considerável no fluxo magnético (B), superando assim os aços laminados. Outro fator importante que este estudo apresentou foi a análise do fluxo magnético baseado nas imagens metalográficas das amostras utilizadas nos testes. Estas imagens formas essenciais no entendimento do comportamento magnético dos SMCs, já que nas simulações pode-se observar que variáveis como tamanho de partícula, espessura da camada isolante e presença de poros podem afetar consideravelmente na relação $B.H$ da peça ou motor desenvolvido.

Por fim, como sugestão para trabalhos futuros, os seguintes temas podem ser abordados:

- construção de motores com núcleo de material sinterizado para realização de ensaios comparativos com motores empregando núcleos de chapas laminadas;
- aprofundar os estudos dos processos de simulação de materiais;
- desenvolver pesquisas em propriedades como a resistividade elétrica, a permeabilidade relativa e a indução magnética em um modelo 3D utilizando o Ansys Maxwell;
- validar o modelo desenvolvido por comparação de resultados obtidos pelos métodos analíticos, numérico e experimental e por simulação via Ansys Maxwell;
- inserir as vantagens oferecidas pelo SMC em uma nova topologia de motor, garantindo melhor eficiência destes materiais em relação às chapas de aço laminadas.

REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO

- BARBOSA, J. S. **Caracterização de compósitos magnéticos macios desenvolvidos através da Metalurgia do Pó aplicados a núcleos de máquinas elétricas**. Dissertação de Mestrado, PPGE3M, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009. 85 p.
- BERTOTTI, G. **General Properties of Power Losses in Soft Magnetic Materials**. IEEE Transactions on Magnetics. 1988, Vol. 24, 1.
- BITTENCOURT, S. D. **Caracterização de ligas magnéticas sinterizadas para aplicação em núcleos de máquinas elétricas rotativas**. Dissertação de Mestrado em Engenharia de Minas, Metalurgia e de Materiais. UFRGS. Porto Alegre, Rio Grande do Sul, 2012.
- BONATO, M. M. **Resistência à Corrosão do Aço ABNT 316L Injetado Sinterizado**. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica e de Materiais, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2003. 121 p.
- CAMPOS, L. et al. **Caracterização das propriedades magnéticas de materiais compósitos magnéticos macios**. Revista de Iniciação Científica. ULBRA. São Leopoldo, RS, 2014.
- CERVA, L. L. **Desenvolvimento de uma máquina síncrona com ímãs permanentes e núcleo sintetizado utilizada em aerogerador**. Tese de Doutorado. UFRGS. Porto Alegre, Rio Grande do Sul, 2014.
- CULLITY, B. D. e GRAHAM, C. D. **Introduction to Magnetic Materials**. 2nd. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. ISBN 978-0-471-47741-9.
- CUSHING, B. L.; KOLESNICHENKO, V. L.; O'CONNOR, C. J. **Recent advances in the liquid-phase syntheses of inorganic nanoparticles**. Chemical Reviews, v. 104, n. 9, p. 3893-3946, 2004.
- DANNINGER, H.; CALDERON, R.; GIERL-MAYER, C. **Powder Metallurgy and Sintered Materials**. In Ullmann's Encyclopedia of Industrial Chemistry. 2017. Disponível em: <http://publik.tuwien.ac.at/files/publik_263735.pdf>
- DIAS, M. M., SCHAEFFER, L., DIAS, A. M., CÉSAR, J. L. **Novas Perspectivas das Máquinas Elétricas Trifásicas a Partir da Utilização de Materiais Magnéticos Macios Sinterizados**. Novo Hamburgo: Revista Liberato, v. 6, n. 6, 2005. p. 56-65.
- DIAS, M. M., et al. **Aplicação de materiais magnéticos macios sintetizados em máquinas elétricas rotativas síncronas**. 2014. Tecnologia e Tendências. FEEVALE. Vol 10, Nº2, 2º 2014.
- FEMM. *Finite Element Method Magnetics*. Disponível em: <<http://www.femm.info/wiki/HomePage>> Acessado em: 01 junho 2018
- FERNANDES, F. M. **Desenvolvimento de um estator por metalurgia do pó a ser utilizado em um motor universal**. 2015. Dissertação de Mestrado – PPGEM - UFRGS, Porto Alegre, 2015.
- FIORILLO, F. **Characterization and Measurement of Magnetic Materials**. Torino : Elsevier Inc., 2004. ISBN 0-12-257251-3.
- GRIFFITHS, D. J.; COLLEGE, R. **Introduction to Electrodynamics**. USA; New Jersey, v. 4, 2012.
- GUIMARÃES, F. R. **Desenvolvimento de uma Máquina Síncrona Trifásica com Ímãs de Nd-Fe-B e Núcleo do Estator a partir de Fe₂P Sinterizado Aplicado em aerogerador de 1kW**. 2015. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015.

HOGANAS, A. B. **Compostos Magnéticos Macios (Soft Magnetic Composites - SMC)**. Disponível em: <<https://www.hoganas.com/>>. Acesso em: 28 maio 2018.

ISHIZAKI, T. et al. **Improving Powder Magnetic Core Properties via Application of Thin, Insulating Silica-Nanosheet Layers on Iron Powder Particles**. *Nanomaterials*, v. 7, n. 1, p. 1, 2016.

KARNAVAS, Y. L.; CHASIOTIS, I. D. **Influence of Soft Magnetic Materials Application to Squirrel Cage Induction Motor Design and Performance**. *Engineering Journal*, v. 21, n. 1, p. 193-206, 2017.

KOLLAR, P., et al. **Power loss separation in Fe-based composite materials**. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2013, 327, pp. 146-150.

KROGEN, O. **An exploration of alternative geometries and materials for induction motors**. Ph.D. Thesis. Department of Electrical and Electronic Engineering University of Newcastle, England, 2000.

LANDGRAF, F. J. G. et al. **Propriedades Magnéticas de aços para fins elétricos. Aços: perspectivas para os próximos**, v. 10, p. 109-128, 2002.

LEWIS, J. A. **Desenvolvimento de Compósitos Magnéticos Macios Utilizados em Núcleos de Máquinas Elétricas**. Dissertação. PPGE3M. UFRGS, Porto Alegre, 2012.

LUNA, W. H. D. **Desenvolvimento de imãs de Nd-Fe-B pelo processo MPI- aplicados em máquinas elétricas (motores)**. 2012. Tese de Doutorado – UFRGS, Porto Alegre, 2012.

NIADA, R. F. **Desenvolvimento de um mini-motor com estator produzido por processo de metalurgia do pó**. 2015. Tese de Doutorado – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015.

NUNES, E. D. S. **Preparação e caracterização de nanocompósitos de Fe@ SiO₂, Fe@ Fe₃O₄ e Fe₃O₄@ PNIPAM**. UNESP – Universidade Estadual Paulista. Tese de Doutorado. 2015.

OHMORI, M.; MATIJEVIĆ, E. **Preparation and properties of uniform coated inorganic colloidal particles: 8. silica on iron**. *Journal of Colloid and Interface Science*, v. 160, n. 2, p. 288-292, 1993.

RONCHI, F. P. **Construção e análise do desempenho de um motor de corrente contínua utilizando materiais magnéticos macios a partir da metalurgia do pó**. 2015. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2015.

SCHAEFFER, L. **Manufatura por Conformação Mecânica**. Editora Imprensa Livre, 2016

SHOKROLLAHI, H.; JANGHORBAN, K. **Soft Magnetic Composite Materials (SMCs)**. *Journal of Materials Processing Technology*. 2007, Vol. 189, pp. 1-12.

TAKASHITA, T.; NAKAMURA, N.; OZAKI, Y. **Influence of Iron Powder Properties on Hysteresis Loss of Iron Powder Core**. 2016.

TONTINI, G. **Estudo de compósitos magnéticos moles de ferro recoberto por suspensão de nanopartículas de alumina em vidro líquido**. Tese de doutorado - Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Ciência e Engenharia de Materiais, Florianópolis, 2017.

UENO, T. et al. **Practical and Potential Applications of Soft Magnetic Powder Cores with Superior Magnetic Properties**. *SEI TECHNICAL REVIEW*, n. 82, p. 9, 2016.

ZHAO, G.; WU, C.; YAN, M. **Fabrication and growth mechanism of iron oxide insulation matrix for Fe smc with high permeability and low core loss**, *Journal of Alloys and Compounds*, v710, 2017.
ZHU, J. et al. **Electromagnetic field shielding polyurethane nanocomposites reinforced with core-shell Fe-silica nanoparticles**. *The Journal of Physical Chemistry C*, v. 115, n. 31, 2011.